

А.М. Сугробов

А.М.Русаков

Проектирование электрических машин автономных объектов

*Допущено УМО вузов России по образованию
в области энергетики и электротехники
в качестве учебного пособия для студентов
высших учебных заведений, обучающихся по направлению
подготовки "Электротехника, электромеханика
и электротехнологии"*



Москва

Издательский дом МЭИ

2012

УДК 621.313.33.001.63 (075.8)

ББК 31.261я73

С 891

*Подготовлено на кафедре электротехнических комплексов
автономных объектов НИУ «МЭИ»*

Рецензенты:

докт. техн. наук, проф. НИУ «МАИ» *Л.К. Ковалев*;

канд. техн. наук, проф. ТУ «МАМИ» *А.В. Акимов*

Сугробов А.М.

С 891

Проектирование электрических машин автономных объектов: учебное пособие для вузов / А.М. Сугробов, А.М. Русаков. — М.: Издательский дом МЭИ, 2012. — 304 с.: ил. ISBN 978-5-383-00754-9

Учебное пособие посвящено проектированию электромашинных преобразователей энергии, предназначенных для работы в системах электроснабжения и электропривода летательных аппаратов, автомобилей, тракторов и других автономных объектов. Изложены особенности проектного расчета генераторов и электродвигателей постоянного и переменного тока, индукторных электрических машин, электрических машин с возбуждением от постоянных магнитов; приведены рекомендации по выбору оптимальных параметров проектируемых преобразователей. Особое внимание уделено электрическим машинам, вопросы проектирования которых недостаточно отражены в технической литературе, и рациональному выбору магнитных материалов для изготовления манитопровода проектируемых машин.

Для студентов института электротехники в составе НИУ «МЭИ», изучающих дисциплины «Системы электрооборудования летательных аппаратов» и «Электрооборудование автомобилей и тракторов», а также для аспирантов и специалистов в области электроэнергетики и электромеханики.

УДК 621.313.33.001.63 (075.8)

ББК 31.261я73

Учебное издание

Сугробов Анатолий Михайлович

Русаков Анатолий Михайлович

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН АВТОНОМНЫХ ОБЪЕКТОВ

Учебное пособие для вузов

Редактор издательства *Н.Л. Парова*

Технический редактор *Т.А. Дворецкова*

Корректоры *Р.М. Ваничкина, В.В. Сомова*

Компьютерная верстка *Л.В. Софейчук*

Подписано в печать с оригинала-макета 22.05.12 Формат 60х84/16

Бумага офсетная Гарнитура Таймс Печать офсетная

Усл. печ. л. 17,7 Усл. кр.-отт. 18,7 Уч.-изд. л. 15,8

Тираж 316 (2-й завод 217—316) экз. Заказ №

ЗАО «Издательский дом МЭИ», 111250, Москва, Красноказарменная ул., 14.

тел/факс: (495) 361-1681, адрес в Интернет: <http://www.mpei-publishers.ru>,

электронная почта: info@idmei.ru

Отпечатано в типографии ФКП «НИИ «Геодезия», 141292, Московская обл., г. Красноармейск, пр. Испытателей, д. 14

ISBN 978-5-383-00754-9

© Сугробов А.М., Русаков А.М., 2012

© ЗАО «Издательский дом МЭИ», 2012

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	5
Список обозначений основных электромагнитных параметров и расчетных коэффициентов	7
Глава первая. Магнитные системы электрических машин автономных объектов	10
1.1. Общие требования к электрическим машинам систем электрооборудования автономных объектов	10
1.2. Особенности конструкций и сравнительная оценка электрических машин автономных объектов	16
1.2.1. Классификация электрических машин автономных объектов	16
1.2.2. Контактные электрические машины переменного тока	18
1.2.3. Бесконтактные электрические машины	23
Контрольные вопросы и задания	54
Глава вторая. Расчетные соотношения для определения размеров магнитной цепи электромашинных преобразователей энергии	55
2.1. Расчетные соотношения для определения главных размеров электромашинных преобразователей энергии	55
2.1.1. Расчетные соотношения для определения размеров расточки якоря индукторных машин	58
2.1.2. Выбор длины и формы воздушного зазора	75
2.2. Определение размеров магнитопровода	80
2.2.1. Общие сведения	80
2.2.2. Магнитные материалы магнитопроводов электрических машин автономных объектов	81
2.2.3. Расчетные значения магнитной индукции для магнитопроводов электрических машин постоянного тока	99
2.2.4. Расчетные значения магнитной индукции для магнитопроводов электрических машин переменного тока	102
2.2.5. Определение размеров магнитопровода	104
2.2.6. Проектирование обмотки якоря	106
Контрольные вопросы и задания	121
Глава третья. Определение (выбор) численных значений переменных на стадии проектного расчета электромашинных преобразователей ...	124
3.1. Общие сведения	124
3.2. Определение расчетного коэффициента полюсного перекрытия	125
3.3. Определение коэффициента формы кривой ЭДС	127
3.4. Выбор числа пар полюсов	128
3.5. Определение конструктивного коэффициента	130
3.6. Расчет электромагнитных нагрузок	132
3.7. Определение соотношения между электромагнитной и номинальной мощностями	147

3.7.1. Расчет электромагнитной мощности машин постоянного тока	147
3.7.2. Расчет электромагнитной мощности электромашинных преобразователей (генераторов) переменного тока	156
Контрольные вопросы и задания	157
Глава четвертая. Особенности проектирования индукторных машин	159
4.1. Определение коэффициента использования магнитного потока и условия реализации электромагнитных нагрузок в индукторных генераторах	159
4.2. Определение независимых переменных и вопросы оптимального проектирования пульсационных электрических машин с явно выраженным зубчатым строением якоря	171
4.3. Особенности определения размеров магнитопровода индукторных машин	182
4.4. Индуктивные сопротивления по продольной и поперечной осями индукторных машин	186
Контрольные вопросы и задания	187
Глава пятая. Особенности определения главных размеров генераторов автомобилей и тракторов	189
5.1. Общие сведения. Расчет токоскоростной характеристики	189
5.2. Основные расчетные соотношения для определения диаметра и длины расточки якоря автотракторных генераторов	199
Контрольные вопросы и задания	206
Глава шестая. Особенности определения главных размеров электрических машин с возбуждением от постоянных магнитов	207
6.1. Общие сведения	207
6.2. Основные расчетные соотношения для электрических машин с постоянными магнитами. Алгоритм определения главных размеров электрических машин и размеров постоянных магнитов	211
6.3. Параметры и характеристики сплавов современных магнитов (магнитотвердых материалов)	232
6.4. Пример определения размеров призматических постоянных магнитов генератора	250
6.4.1. Определение размеров постоянных магнитов индуктора, охваченного биметаллическим кольцом	251
6.4.2. Проверка стабильности магнитных свойств постоянных магнитов в режиме короткого замыкания	254
6.5. Эквивалентирование магнитных характеристик электромагнитов и постоянных магнитов	257
Контрольные вопросы и задания	269
Приложения	271
Список литературы	303

ПРЕДИСЛОВИЕ

Данное учебное пособие посвящено проектированию электрических машин, предназначенных для работы в системах электроснабжения и электропривода автономных объектов (самолетов, автомобилей, тракторов и т.п.), и в определенной степени способно компенсировать ощутимый недостаток учебной литературы по указанной тематике. Большинство учебных пособий по вопросам проектирования специальных электрических машин датированы 80-ми годами прошлого столетия, в связи с чем их содержание требует дополнения, а по определенным вопросам и уточнения с учетом результатов появившегося с того времени информационного материала.

В пособии рассмотрены вопросы, связанные с выводом расчетных соотношений для определения размеров магнитной цепи основных классификационных групп электрических машин автономных объектов и применением их и других используемых на стадии проектного расчета соотношений для решения конкретных задач проектирования, включая задачи оптимального проектирования машин по наиболее важным для указанных областей техники критериям.

В необходимом для восприятия студентами объеме изложены вопросы выбора независимых переменных применительно к решению типовых задач проектирования. При этом наряду с известными данными приведены соотношения между параметрами электрических машин, полученные авторами и позволяющие более рационально построить процесс их проектирования.

Пользуясь учебным пособием, студенты при курсовом и дипломном проектировании могут на основе исходных данных определить основные размеры и обмоточные данные электромашинных преобразователей, принадлежащих к альтернативным, пульсационным и альтернативно-пульсационным электрическим машинам с электромагнитным возбуждением и возбуждением от постоянных магнитов и машинам постоянного тока.

Авторы выражают глубокую признательность А.В. Сульдину за участие в написании гл. 6, канд. техн. наук Д.А. Ситину за подготовку материалов к § 6.3, заведующему кафедрой «Электротехнические комплексы автономных объектов» (ЭКАО) НИУ «МЭИ» проф. С.И. Маслову, директору Института электротехники НИУ «МЭИ» проф. С.А. Грузкову, рецензентам профессорам Л.К. Ковалеву и А.В. Акимову, а также канд. техн. наук Н.А. Окунеевой и Е.О. Казимирову за оказанную помощь при подготовке и выпуске учебного пособия.

Авторы

СПИСОК ОБОЗНАЧЕНИЙ ОСНОВНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПАРАМЕТРОВ И РАСЧЕТНЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ

S, P — полная мощность электрической машины и активная ее составляющая

$E, E_{\text{ср}}$ и E_1 — действующее и среднее значения ЭДС фазы и действующее значение основной гармонической этой ЭДС

$k_{\text{ис}0}, k_{\text{ис}}, k_{\text{ис}1}$ — коэффициенты использования магнитного потока

$k_{\phi E_1}, k_{\phi E-1}, k_{\phi E1}$ — коэффициенты формы кривой ЭДС, равные отношению действующего значения первой гармонической фазной ЭДС к среднему ее значению, отношению действующего значения первой гармонической этой ЭДС к среднему ее значению и этому же отношению, но при синусоидальной форме кривой ЭДС ($k_{\phi E-1} = \pi/2\sqrt{2}$) и $k_{\phi E1} = k_{\phi E-1} \times k_{\text{ис}1}$

E_0, E_{01} — действующие значения ЭДС холостого хода и первой ее гармонической

E_d — результирующая ЭДС по продольной оси машины

U — действующее значение фазного напряжения

I — действующее значение фазного тока

I_d — среднев्यпрямленное значение тока

$z_{\text{н}}, R_{\text{н}}, x_{\text{н}}$ — полное, активное и индуктивное сопротивления нагрузки

w_{ϕ} — число последовательно соединенных витков в фазе

R_{ϕ}, x_s — активное и индуктивное сопротивления фазы обмотки якоря

$z'_{\text{н}}$ — полное сопротивление электрической цепи фазы якоря

x_{ad}, x_{aq} — индуктивные сопротивления по продольной и поперечной осям машины

$x_{ad}^* = x_{ad}/z'_{\text{н}}, x_{aq}^* = x_{aq}/z'_{\text{н}}$ — относительные значения индуктивных сопротивлений по продольной и поперечной осям

n — частота вращения вала электрической машины

f — частота тока

D — диаметр расточки якоря

l_i — длина пакета якоря

$\lambda_i = D/l_i$ — конструктивный коэффициент

δ — длина воздушного зазора

k_{δ} — коэффициент воздушного зазора

τ — полюсное деление якоря

b_{zc}, b_{zp} — ширина зубцов статора и ротора

$\chi = b_{zc}/b_{zp}$

τ_p — полюсное деление ротора

τ_z — зубцовое деление ротора

τ_c — зубцовое деление статора

Z_c, Z_p — количество зубцов на статоре и роторе

α_i — расчетный коэффициент полюсного перекрытия

α — конструктивный коэффициент полюсного перекрытия синхронных машин

α_p, α_c — конструктивные коэффициенты полюсного перекрытия ротора и статора индукторных машин

A — линейная нагрузка

j_a, j_b — плотности токов в обмотках якоря и возбуждения

$B_\delta(x)$ — кривая распределения магнитной индукции в воздушном зазоре

$B_{\delta \max}, B_\delta, B_{z_c}$ — максимальные значения магнитной индукции в воздушном зазоре и в зубцах статора

$B_{\delta 01}$ — амплитуда первой гармонической магнитной индукции в воздушном зазоре

$B_{\delta d p 1}$ — амплитуда первой гармонической магнитной индукции результирующего продольного поля машины в расчетном режиме

$B_{\delta d p} = B_{\delta d p 1} / k_f$ — максимальное значение магнитной индукции продольного поля машины в расчетном режиме

$A^* = A / B_\delta, A^* = A / B_{z_c}$ соотношения между электромагнитными нагрузками

$A_{кр}^*$ — максимально возможное по условию реализации в проектируемых машинах значение A^*

$[A^*]$ — значение A^* в режиме короткого замыкания

$F_{o.b}$ — МДС обмотки возбуждения

F_δ — МДС, затрачиваемая на проведение магнитного потока через воздушный зазор

F_{am}, F_{dm}, F_{qm} — амплитуды первых гармонических МДС якоря и ее составляющих по продольной и поперечной осям электрической машины

F_{ad}, F_{aq} — МДС якоря по продольной и поперечной осям, приведенные к МДС элементов системы возбуждения (электромагнитов, постоянных магнитов)

$\Phi_\delta, \Phi_{\delta \max}$ — максимальное значение магнитного потока на длине полюсного деления ротора

$\Phi_{\tau c}, \Phi_{z c}$ — магнитные потоки на длине зубцового деления статора и в его зубцах

$\Phi_{C \max}, \Phi_{C \min}$ — максимальное и минимальное потокосцепление витка обмотки якоря

$F_{m0}, F_{m.k}$ — МДС полюса постоянного магнита при холостом ходе и в режиме короткого замыкания

$B_{m0}, B_{m.k}, \Phi_{m0}, \Phi_{m.k}$ — значения магнитной индукции и магнитного потока в нейтральном сечении постоянного магнита в режимах холостого хода и короткого замыкания

Φ_σ — магнитный поток рассеяния

σ — коэффициент рассеяния

$B_{м.э}$, $H_{м.э}$, $\Phi_{м.э}$, $F_{м.э}$ — магнитная индукция, напряженность магнитного поля и магнитный поток в нейтральном сечении постоянного магнита, эквивалентного по магнитным свойствам конкретному электромагниту, и МДС этого магнита

$\lambda(x)$ — кривая распределения в воздушном зазоре удельной магнитной проводимости

$\lambda_{\max}$, λ_1 , λ_2 , ..., λ_n — максимальное значение и амплитуды гармонических составляющих кривой $\lambda(x)$

$\lambda_c(t)$ — кривая изменения во времени магнитной проводимости на длине зубцового деления статора

$\lambda_{c \max}$, $\lambda_{c \min}$ — максимальное и минимальное значения магнитной проводимости на длине зубцового деления статора

$\lambda_{т с \max}$ — максимальное значение магнитной проводимости на длине зубцового деления статора при равномерном зазоре

$\lambda_{p \max}$, $\lambda_{p \min}$ — максимальное и минимальное значения магнитной проводимости на длине полюсного деления ротора

$\beta_1 = \lambda_1/\lambda_{\max}$, $\beta_2 = \lambda_2/\lambda_{\max}$, $\beta_k = \lambda_k/\lambda_{\max}$ — коэффициенты магнитного поля

$\beta_{p \max} = \beta_{r \max}$ — коэффициенты, равные отношению максимальной и минимальной магнитных проводимостей на длине полюсного деления ротора к проводимости равно-

мерного воздушного зазора на той же длине

$\lambda_{п}$, $\lambda_{л}$, $\lambda_{д}$, $\sum \lambda$ — коэффициенты пазового, лобового и дифференциального рассеяний и их сумма

k_E — коэффициент, равный отношению электромагнитной мощности к мощности на нагрузке

k_o , k_{o1} — обмоточные коэффициенты

$k_{з.с}$ — коэффициент заполнения шихтованных участков магнитопровода сталью

$k_{з.п}$ и $k_{и.п}$ — коэффициенты заполнения и использования паза

$k = I_k/I_{ном}$ — кратность тока короткого замыкания

k_f — коэффициент формы поля возбуждения

k_d , k_q — коэффициенты формы поля якоря по продольной и поперечной осям машины

k_{ad} , k_{aq} — коэффициенты приведения МДС якоря по продольной и поперечной осям к МДС элементов системы возбуждения

$k_{\delta-d}$, k_{m-d} — коэффициенты, определяющие распределение продольной составляющей МДС якоря между воздушным зазором и полюсами постоянных магнитов

k_U , k_I , k_P — коэффициенты выпрямления по напряжению, току и мощности

Ψ_p — угол между первыми гармоническими векторами тока и ЭДС холостого хода

МАГНИТНЫЕ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН АВТОНОМНЫХ ОБЪЕКТОВ

1.1. Общие требования к электрическим машинам систем электрооборудования автономных объектов

В системах электроснабжения и электропривода автономных объектов (различных видов летательных аппаратов, наземных транспортных средств, надводных и подводных объектов и т.п.) используют с различной степенью эффективности все те многообразные по устройству электрические машины (ЭМ), которые работают в централизованных электроэнергетических системах и сетях. Однако специфические в большинстве своем тяжелые условия эксплуатации автономных объектов и установленного на них электрооборудования и высокие требования к его основным технико-экономическим показателям и характеристикам существенно ограничивают доступ в эту область техники многим магнитным системам ЭМ, в том числе и тем из них, которые наиболее часто применяют в других областях техники, включая сферу промышленного производства.

Первостепенное значение при выборе магнитной системы электромашиного преобразователя (ЭМП) для работы в системах электрооборудования автономных объектов придается массогабаритным показателям, КПД и надежности преобразователей, качеству отдаваемой ими в нагрузку энергии (электрической для генераторов и механической для электродвигателей). Существенное значение при выборе магнитной системы преобразователей имеет также их быстродействие, способность работать при импульсных нагрузках и с перегрузками, а в некоторых случаях и возможность выполнения на различные напряжения в единой магнитной системе при минимальной электромагнитной связи между отдельными каналами генерирования электроэнергии (для генераторов). Учитывают также технологичность конструкции, условия производства и эксплуатации, элементную базу.

Основные требования к ЭМ автономных объектов формулируются следующим образом [1]:

- высокая надежность и долговечность;
- минимальные масса и габаритные размеры;

- максимальный КПД;
- технологичность конструкции машины при ее изготовлении и сопряжении с приводным или (применительно к электродвигателям) приводимым во вращение устройством;
- минимальные затраты (с учетом производства и эксплуатации);
- высокое качество преобразованной энергии (электрической для генераторов и механической для электродвигателей);
- возможность использования одной машины для генераторного и двигательного режимов;
- высокая прочность при значительных внешних механических и тепловых нагрузках;
- совместимость электрической машины с электронной аппаратурой (управления, регулирования и защиты);
- минимальная потребность в техническом уходе;
- самовозбуждение при отсутствии на объекте дополнительного источника электроэнергии.

Большинство из перечисленных требований являются противоречивыми и реализовать их одновременно не представляется возможным. Некоторые из них приходится переводить в разряд ограниченных.

Выбор типа электрической машины, работающей на автономном подвижном объекте, — это сложная параметрическая задача со многими ограничениями, решение которой в формальной постановке сводится к оптимизации некоторой целевой функции. В качестве критерия оптимальности используются:

- относительная стоимость, включающая стоимость изготовления, и эксплуатационные расходы за нормативный срок окупаемости капиталовложений;
- массогабаритные показатели или надежность;
- энергетические показатели (потери, КПД, расход топлива и т.п.) или качество вырабатываемой электроэнергии (форма выходного напряжения, значение пульсаций выпрямленного напряжения и т.п.).

При выборе критерия оптимальности необходимо учитывать тенденции развития проектируемых изделий, возможности отрасли и предприятия, где будут они изготавливаться, существующую и перспективную элементную базу, а также характеристики тех или иных материалов.

К числу основных требований к ЭМ, реализация которых на этапе выбора их магнитных систем позволит получить достаточно высокие

технико-экономических показатели разрабатываемых автономных электроэнергетических установок, следует отнести прежде всего требование максимального использования в них магнитной энергии активных элементов системы возбуждения (постоянных магнитов, электромагнитов).

Степень использования магнитной энергии активных элементов системы возбуждения оценивают по коэффициенту $k_{ис.в.}$, определяющему ту часть магнитной энергии элементов системы возбуждения, которая участвует в процессе преобразования механической энергии в электрическую. Расчетное соотношение для вычисления значений коэффициента использования магнитной энергии системы возбуждения имеет вид

$$k_{ис.в.} = A_{\delta\sim} / A_B. \quad (1.1)$$

Символами $A_{\delta\sim}$ и A_B в формуле обозначены энергия, передаваемая от индуктора к якорю генератора, и суммарная магнитная энергия элементов системы возбуждения:

$$A_{\delta\sim} = p\Phi_{\delta\sim}F_{\delta} = p\Phi_{\delta\sim}F_B k_F; \quad (1.2)$$

$$A_B = \Phi_B F_B; \quad (1.3)$$

$$\Phi_B = p(\Phi_{\delta} + \Phi_{\sigma_B}) = p\Phi_{\delta}\sigma_B, \quad (1.4)$$

где p — число пар полюсов; Φ_B и F_B — суммарное значение магнитных потоков в нейтральных сечениях элементов системы возбуждения одной полярности и МДС, развиваемая ими во внешней магнитной цепи (на торцах элементов системы возбуждения); k_F — относительное значение падения магнитного потенциала в воздушном зазоре; $\Phi_{\delta\sim} = k_{ис\delta}\Phi_{\delta}$ — максимальное значение переменной составляющей магнитного потока на длине полюсного деления индуктора; Φ_{δ} — максимальное значение магнитного потока в воздушном зазоре на длине полюсного деления индуктора; $k_{ис\delta}$ — коэффициент использования магнитного потока воздушного зазора; Φ_{σ_B} — магнитный поток рассеяния индуктора; σ_B — коэффициент рассеяния магнитного потока элементов системы возбуждения.

С учетом приведенных зависимостей (1.1) принимает вид:

$$k_{ис.в.} = k_F k_{ис\delta} / \sigma_B. \quad (1.5)$$

Сравнение различных типов электромашинных генераторов по критерию эффективности использования магнитной энергии элементов системы возбуждения позволяет сделать вывод о том, что наиболее пригодными для применения в электротехнических комплексах автономных объектов являются альтернативные электрические машины с радиальным потоком. Эти машины характеризуются полным использованием магнитного потока воздушного зазора ($k_{ис\delta} = 1$) и более высокими по сравнению с генераторами других типов (пульсационных и альтернативно-пульсационных) значениями коэффициента k_F из-за отсутствия в них аксиальных путей замыкания магнитного потока и меньших вследствие этого падений магнитного потенциала в участках магнитопровода, заключенных между торцами элементов системы возбуждения и воздушным зазором. Значения коэффициента рассеяния магнитного потока σ_v в альтернативных машинах с радиальным потоком меньше, чем в электрических машинах других типов. Значения коэффициента использования магнитного потока $k_{ис\delta}$ пульсационных (индукторных) машин в большинстве случаев не превосходит 0,5, т.е. в 2 раза меньше, чем у всех других типов синхронных (альтернативных) электрических машин. Однако этот недостаток в значительной мере компенсируется другими очень важными в рассматриваемой области техники качествами.

Коэффициенты использования магнитного потока позволяют оценить лишь размеры, массу и объемы ротора ЭМП. Для оценки эффективности использования объема якорей электрических машин используют другие параметры. Степень соответствия электрических машин требованию минимальных размеров якорной части определяется по значениям индукции в стальных участках магнитопровода (прежде всего в зубцах) и плотности тока в обмотках якоря. В электрических машинах значения магнитной индукции в магнитопроводе в расчетном режиме работы соответствуют практически всегда точкам верхней части колена кривой намагничивания стали (см. гл. 3), а плотность тока в обмотке близка к предельно допустимым по условию нагрева значениям.

Электромашинные преобразователи автономных объектов работают в общем случае при переменных частотах вращения и нагрузках, в связи с чем одним из главных требований, по степени соот-

ветствия которому определяется целесообразность применения в электроэнергетических комплексах автономных объектов магнитных систем электрических машин, является возможность управления **качеством вырабатываемой ими электроэнергии**. Наиболее полно удовлетворяют этому требованию электрические машины с электромагнитным возбуждением. Эти машины без существенных изменений конструкции допускают реализацию практически любого способа регулирования магнитного потока в них и достаточно экономичны с точки зрения затрат энергии на регулирование. Вместе с тем применение генераторов с электромагнитным возбуждением без принятия специальных мер не исключает возможности отказов из-за низкой надежности процесса самовозбуждения. По этой причине во всех случаях, когда представляется возможным без ухудшения основных показателей и характеристик проектируемых машин использовать другие способы возбуждения, следует наряду с электрическими машинами с электромагнитным возбуждением рассматривать наиболее адаптированные к условиям работы в электроэнергетических комплексах автономных объектов электрические машины с возбуждением от постоянных магнитов и с комбинированным возбуждением.

Регулирование магнитного потока в электрических машинах с постоянными магнитами можно осуществлять так же, как и в машинах с электромагнитным возбуждением, по цепи якоря путем введения в нее электронных устройств с изменяющимися в функции частоты вращения и нагрузки электрическими характеристиками или введением в их магнитную цепь регулируемых по нагрузке и частоте вращения магнитодвижущих сил (МДС). В генераторах с постоянными магнитами постоянства напряжения можно добиться также путем соответствующего выбора параметров и размеров их магнитной цепи, обеспечив размещение рабочей точки на внешней характеристике генераторов в номинальном режиме на пологом ее участке.

Наиболее эффективным является применение постоянных магнитов в электроэнергетических установках малой мощности с регулируемыми по частоте приводами, так как позволяет существенно повысить КПД преобразования энергии за счет отсутствия в них потерь мощности на возбуждение, которые в генераторах малой мощности соизмеримы с их расчетной мощностью.

При выборе магнитной системы электрических машин с возбуждением от постоянных магнитов следует иметь в виду, что примене-

ние в них постоянных магнитов с более высокими магнитными свойствами не всегда приводит к заметному улучшению их массогабаритных показателей, сопоставимому по значимости с увеличением их стоимости. Например, одну и ту же мощность генератора можно получить при выполнении постоянных магнитов из сплава ЮНДК и из высококоэрцитивного, обладающего значительно более высокой удельной энергией, но более дорогого сплава Sm—Co . При этом для обеспечения одного и того же значения потокоцепления обмоток в номинальном режиме электрических машин требуется увеличить площадь поперечного сечения постоянных магнитов из-за более низких значений магнитной индукции сплава Sm—Co и уменьшить их длину. Способность противостоять размагничиванию МДС якоря у постоянных магнитов, изготовленных из сплава Sm—Co , значительно выше, чем у магнитов, изготовленных из сплава ЮНДК. Очевидного выигрыша в массе генератора от такой замены элементов системы возбуждения не получается, так как свободное пространство, образованное из-за уменьшения длины магнита, обязательно заполняется ферромагнитным материалом магнитопровода. В генераторе со звездообразным ротором и призматическими магнитами замена сплава постоянного магнита может привести к ощутимому выигрышу в массогабаритных показателях генератора.

Генераторы комбинированного возбуждения обладают более широкими возможностями для обеспечения высокого качества электроэнергии при работе в условиях переменных частот вращения и нагрузок. Их магнитные системы допускают применение тех же способов и тех же по структуре и логике работы систем регулирования напряжения, что и генераторы с электромагнитным возбуждением. При правильном выборе магнитных систем генераторов комбинированного возбуждения и распределении магнитной энергии в системе возбуждения между постоянными магнитами и электромагнитами их массогабаритные показатели получаются не хуже, чем у генераторов с электромагнитным возбуждением, а энергетические показатели и эксплуатационные качества выше.

На фоне ограниченных возможностей улучшения массогабаритных и энергетических показателей ЭМ за счет изменения их конструктивных и обмоточных данных достаточно эффективным выглядит другой путь достижения той же цели, предполагающий **повышение частоты вращения вала**. Об эффективности такого способа улучшения массогабаритных показателей как ЭМ, так и электроэнер-

гетических установок в целом, убедительно свидетельствует достаточно широкое применение в системах электроснабжения летательных аппаратов различного назначения турбогенераторных электроэнергетических установок, частота вращения вала генератора в которых достигает более $60 \cdot 10^3$ мин⁻¹.

При проектировании автотракторного электрооборудования повышение частоты вращения рассматривается как одно из наиболее эффективных направлений улучшения массогабаритных показателей электродвигателей стартеров и системы электростартерного пуска в целом.

Значительные механические нагрузки на вращающиеся элементы конструкции при высоких частотах вращения ограничивают возможность применения в системах электрооборудования автономных объектов электрических машин с обмотками на роторе и существенно ограничивают применение машин с возбуждением от постоянных магнитов. Наиболее адаптированы к работе в этих условиях и самыми надежными являются индукторные генераторы. Высокие механические свойства роторов этих машин практически полностью компенсируют их основной недостаток — неполное использование магнитного потока. Более того, в ряде случаев применение индукторных генераторов может явиться не только наиболее удачным, но и единственным решением проблемы получения электроэнергии на автономном объекте при использовании на нем высокоскоростных приводов.

1.2. Особенности конструкций и сравнительная оценка электрических машин автономных объектов

1.2.1. Классификация электрических машин автономных объектов

Рассмотрим наиболее известные используемые в системах электроснабжения автономных объектов электрические машины, а также некоторые другие конструкции ЭМ, которые, обладая совокупностью существенных для рассматриваемой области техники признаков, могут составить конкуренцию находящимся в эксплуатации электрическим машинам или даже заменить их.

В соответствии с общепринятой системой классификации электрических машин магнитные системы ЭМП автономных объектов для

Таблица 1.1

Классификация электромашинных преобразователей автономных объектов

Классификационные признаки	Классификационные группы электромашинных преобразователей
Род тока	Постоянного и переменного тока
Число фаз	Однофазные и многофазные
Значение частоты генерируемой (для генераторов) или потребляемой (для электродвигателей) электроэнергии	Нормальной, повышенной (400—10 000 Гц), и высокой (более 10 000 Гц)
Структура магнитного поля в воздушном зазоре	Альтернативные (синхронные, асинхронные машины и их модификации). Пульсационные (индукторные). Альтернативно-пульсационные
Способ отвода (для генераторов) и подвода (для электродвигателей) электроэнергии	Контактные (коллекторные или с контактными кольцами). Бесконтактные (бесколлекторные электродвигатели, вентильные генераторы и т.п.)
Способ возбуждения	С электромагнитным возбуждением. С возбуждением от постоянных магнитов. Комбинированного (смешанного) возбуждения
Ориентация силовых линий магнитного поля индуктора относительно оси машин	С осевым потоком (аксиальные). С радиальным потоком (машины с плоскостопараллельным в пределах активной части пакета якоря магнитным полем)
Расположение контура замыкания магнитного потока индуктора относительно наружной поверхности пакета якоря	С внешнезамкнутым магнитопроводом (пакет якоря располагается внутри контура замыкания магнитного потока индуктора). С внутризамкнутым магнитопроводом (контур замыкания магнитного потока индуктора не выходит за пределы наружной поверхности статора)

упрощения их анализа и сравнительной оценки можно подразделить на классификационные группы (табл. 1.1).

Существуют и другие классификационные признаки ЭМ, описывающие незначительные конструктивные особенности.

Наиболее адаптированными к условиям работы на автономных объектах являются бесконтактные ЭМ с размещенными на статоре элементами системы возбуждения. При этом для обеспечения высо-

ких массогабаритных и энергетических показателей целесообразно применять трехфазные преобразователи или преобразователи с большим числом фаз, если это продиктовано необходимостью получения какого-то очень важного требования технического задания (ТЗ) (например, существенного снижения пульсаций напряжения).

Однофазные ЭМ в электротехнических комплексах автономных объектов используются ограниченно. Например, в системах электропитания летательных аппаратов применяются однофазные преобразователи постоянного тока напряжением 27 В в переменный однофазный ток с $U_{\phi} = 115$ В (преобразователи ПО-1500, ПО-3000, ПО-4500, ПО-6000 и др.) и электроэнергетические установки динамического типа небольшой мощности, используемые в системах наведения управляемых снарядов [2].

Производство коллекторных машин переменного тока для систем электрооборудования автономных объектов постоянно сокращается и в перспективе будет ограничено поставками лишь для замены отработавших ресурс электрических машин на находящихся в эксплуатации объектах.

Стабильным остается производство и применение на автономных объектах, главным образом на автомобилях, ЭМ с контактными кольцами. Эти машины являются единственной категорией ЭМ со скользящими контактами, которым в ближайшей перспективе не грозит полная замена на бесконтактные.

1.2.2. Контактные электрические машины переменного тока

Наиболее широко используемыми ЭМ с контактными кольцами являются генераторы с когтеобразным ротором (индуктором) (рис. 1.1, 1.2). Эти генераторы установлены практически на всех отечественных и зарубежных автомобилях и автобусах. Все без исключения автомобильные генераторы производят в трехфазном, реже в пятифазном исполнении с 12 полюсами (когтями) на роторе и с 18 или 36 зубцами на статоре.

В конструкцию генератора встроены блок кремниевых выпрямителей и интегральный регулятор напряжения, образующие единую конструкцию генераторной установки, которая совместно с аккумуляторной батареей обеспечивает питание потребителей электроэнергии. Обмотки якоря генераторов выполнены в виде отдельных раз-

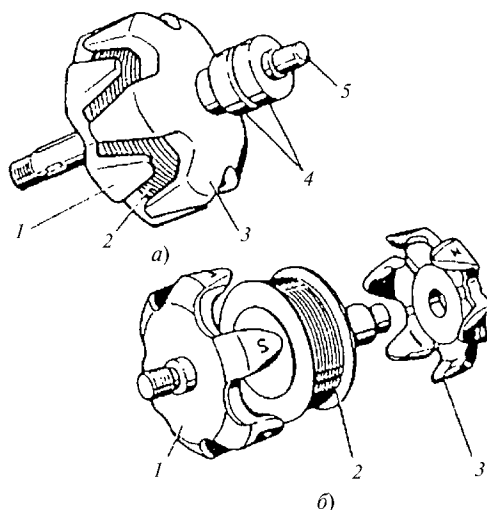


Рис. 1.1. Ротор автомобильного генератора:

а — общий вид; *б* — полюсная система в разобранном виде; 1 и 3 — полюсные половины; 2 — обмотка возбуждения; 4 — контактные кольца; 5 — вал

мещенных на зубцах катушек (при числе зубцов на статоре $Z_c = 18$) и с распределенными по пазам секциями обмотки (при $Z_c = 36$). В первом случае число пазов на полюс и фазу $q = 0,5$, во втором $q = 1,0$. Генераторы работают на нагрузку через трехфазный двухполупериодный выпрямитель, выполненный по схеме А.Н. Ларионова.

Основным фактором, послужившим основанием выбора генераторов с когтеобразным ротором и контактными кольцами в качестве основных источников питания в автомобильных генераторных установках, явилась простота и технологичность конструкции, незначительный расход меди на обмотку возбуждения и меньшие потери в ней по сравнению с генераторами с радиальным потоком, у которых для создания 12 распределенных по расточке якоря полюсов необходимо вписать в конструкцию индуктора 12 катушек, каждая пара которых должна обеспечить в зазоре такую же МДС, которую развивает в нем обмотка когтеобразного индуктора. Общие затраты активных материалов на изготовление генераторов с когтеобразным индуктором и генераторов с контактными кольцами с радиальным

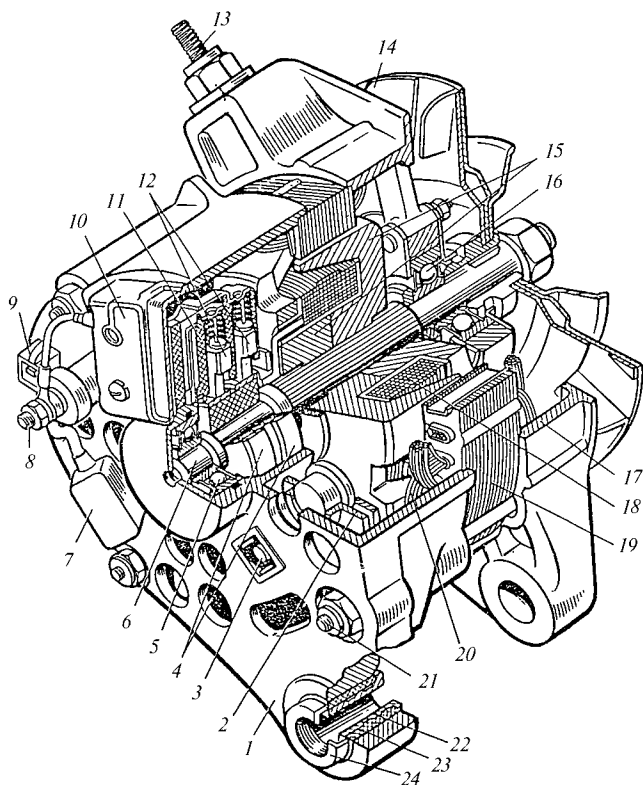


Рис. 1.2. Генератор Г222:

1, 17 крышки; 2 выпрямительный блок; 3 болт крепления выпрямительного блока; 4 — контактные кольца; 5, 16 — шарикоподшипники; 6 — вал; 7 — конденсатор; 8 — вывод «+» («30»); 9 — штекерный вывод нулевой точки обмотки статора; 10 регулятор напряжения; 11 — щеткодержатель; 12 — щетки; 13 — шпилька натяжного устройства; 14 — шкив-вентилятор; 15 — клювообразные полюсные половины ротора; 18 — обмотка возбуждения; 19 — сердечник статора; 20 — обмотка статора; 21 — стяжной болт; 22 — втулка амортизатора; 23 — амортизирующая вставка; 24 — поджимная втулка

потоком примерно одинаковы. Обусловлено это тем, что, как и все генераторы с осевым потоком, они, при прочих равных условиях, характеризуются большей массой магнитопровода индуктора, значительными падениями магнитного потенциала в нем, меньшими зна-

чениями коэффициентов k_F (1.2) и значительными полями рассеяния (заметно большими по сравнению с генераторами с радиальным потоком коэффициентами рассеяния σ_B). Если учесть к тому же недостатки, связанные с присутствием в конструкции рассматриваемых генераторов щеточно-контактного узла, и недостаточно эффективную систему охлаждения, то станет очевидным тот факт, что эти генераторы в современном конструктивном исполнении нельзя признать наилучшими электрическими машинами для электроэнергетических установок наземных транспортных средств.

В настоящее время существует два направления развития электрооборудования автономных объектов. Первое направление ориентирует разработчиков на улучшение характеристик находящихся в эксплуатации элементов электрооборудования, включая источники электроэнергии, а второе — на постепенную замену их новыми, более совершенными конструктивными элементами, обладающими широкими функциональными возможностями, высокими массогабаритными показателями и эксплуатационными качествами. Наглядным примером реализации первого направления развития электрооборудования является внедрение в системы электроснабжения автомобилей генераторов так называемой компактной конструкции (рис. 1.3).

Эти генераторы устанавливаются на автомобилях с ограниченным объемом подкапотного пространства. Особенностью их является усиленная система охлаждения наиболее нагреваемых элементов конструкции (обмоток якоря и возбуждения и выпрямительного блока). Теплосъем с них обеспечивается воздухом, всасываемым во внутренние полости генератора через отверстия в крышках двумя расположенными с обеих торцевых сторон индуктора под лобовыми частями обмотки якоря вентиляторами и выбрасываемым ими же в специально предусмотренные для этого отверстия в корпусе. Применение в данном случае более интенсивной системы охлаждения обеспечивает возможность реализации в генераторах компактной конструкции больших значений линейной нагрузки и плотностей тока и позволяет за счет этого уменьшить их габаритные размеры и расход активных материалов на изготовление.

Для отвода тепла в автомобильных генераторах так же, как и генераторах систем электроснабжения летательных аппаратов, наряду с воздушной системой охлаждения используется жидкостная система охлаждения. Примером применения ее могут служить системы

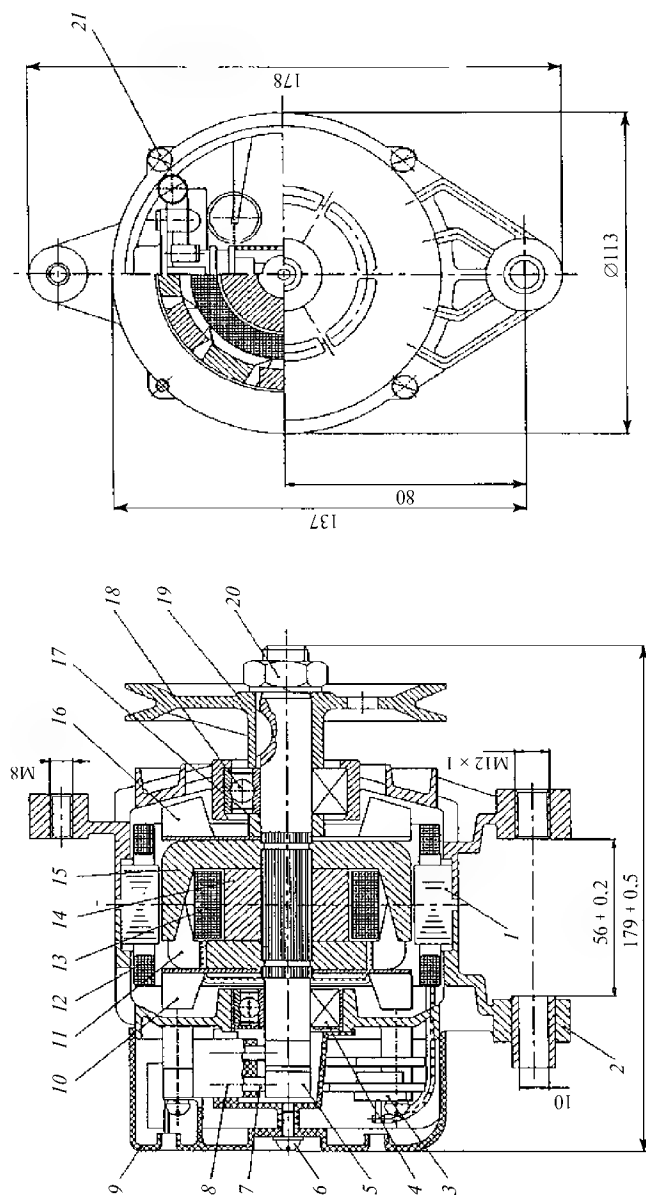


Рис. 1.3. Генератор компактной конструкции:

1 пакет статора; 2 задняя крышка; 3 выпрямительный блок; 4, 18 подшипники; 5 контактные кольца; 6 винт крепления крышки регулятора; 7 щетки; 8 щеткодержатель; 9 крышка регулятора; 10, 16 винты; 11, 15 коттеобразные полусные системы; 12 обмотка якоря; 13 обмотка возбуждения; 14 втулка из магнитомягкого материала; 17 распорная втулка; 19 шкив; 20 — гайка шкива; 21 — стяжные винты

охлаждения генераторов фирм Bosh, Valeo и др. Охлаждение генератора осуществляется потоком жидкости, перемещающейся в охватывающей наружную поверхность его полости, гидравлически связанной входным и выходным штуцерами с системой охлаждения двигателя. Имеются примеры интегрального исполнения системы двигателя – генератор, когда генератор объединен в единую конструкцию с двигателем посредством запрессованной в его корпус крышки.

Применение жидкостной системы охлаждения для автомобильных генераторов позволяет исключить из их конструкции вентиляторы воздушного охлаждения и за счет этого уменьшить создаваемые ими шумы, а также массу и момент инерции ротора. Помимо этого за счет теплосъема с генератора сокращается время прогрева охлаждающей жидкости и двигателя, а это способствует уменьшению токсичных выбросов. Сама же жидкость поглощает шумы, возникающие при работе генератора.

Другое направление развития систем электрооборудования автономных объектов предусматривает, в частности, создание новых и совершенствование существующих конструкций бесконтактных электрических машин.

1.2.3. Бесконтактные электрические машины

Бесконтактность является естественным свойством пульсационных электрических машин (они бесконтактны при любом способе возбуждения) и альтернативных электрических машин с возбуждением от постоянных магнитов при размещении их на роторе. Обеспечение бесконтактности электрических машин, принадлежащих к другим классификационным группам, сопряжено с необходимостью применения специальных мер по размещению обмотки возбуждения на статоре. Такие меры приводят к изменению (как правило, к усложнению) конструкции индуктора, а во многих случаях и магнитопровода статора, введению в них дополнительных конструктивных элементов и появлению дополнительных паразитных воздушных зазоров, удлинению контура замыкания магнитного потока возбуждения, усилению полей рассеяния, а в некоторых конструкциях и к ухудшению условий охлаждения обмотки возбуждения.

При выборе варианта исполнения проектируемой электрической машины из семейства контактных или бесконтактных электрических машин следует тщательно проанализировать и сопоставить те пре-

имущества, которые приобретает электрическая машина при устранении из ее конструкции скользящих контактов, с недостатками бесконтактного варианта ее исполнения (усложнение конструкции и технологии изготовления, ухудшение теплового режима работы, увеличение МДС и потерь на возбуждение, увеличение индуктивности и постоянной времени обмотки возбуждения).

Главными достоинствами бесконтактных электрических машин являются их высокие эксплуатационные качества, обусловленные высокой надежностью (из-за отсутствия скользящих контактов) и высокой механической прочностью роторов из-за отсутствия на них обмоток. В связи с этим предпочтительно их применяют в электроэнергетических установках с высокоскоростными приводами, а также в тех областях техники, где применение электрических машин со скользящими контактами не обеспечивает требуемого срока службы.

Электромашинные преобразователи с когтеобразными роторами используются в качестве источников электроэнергии. В двигательном режиме работы они не используются из-за сложности обеспечения удовлетворительных пусковых характеристик. Известно несколько десятков конструктивных вариантов исполнения электрических машин с когтеобразными полюсами. По устройству магнитной цепи эти машины различаются взаимным расположением когтеобразной полюсной системы и катушек возбуждения, типом магнитопровода, способом возбуждения и т.п.

В большинстве машин ротор выполнен в виде двух закрепленных на валу когтеобразных полюсных систем, образующих в совокупности систему чередующихся по расточке полюсов. Имеются конструкции, в которых на роторе закреплена лишь одна полюсная система, а вторая приварена к ней немагнитным сплавом. Все варианты исполнения когтеобразных роторов характеризуются высокой механической прочностью, допускающей изготовление их на линейные скорости 250 – 350 м/с, в то время как допустимая линейная скорость для роторов явнополюсной конструкции с обмотками не превышает 70 м/с [1]. В бесконтактном варианте исполнения генераторы с когтеобразными полюсами могут быть изготовлены для работы при температурах окружающей среды 300 – 500 °С в агрессивных средах.

Бесконтактные генераторы с когтеобразным индуктором выполняются с внутри- и внешнезамкнутым магнитопроводом. Генераторы с внешнезамкнутым магнитопроводом наиболее просты по конструк-

ции, обладают высокой технологичностью, большой надежностью в эксплуатации (рис. 1.4). Кольцевые неподвижные обмотки возбуждения располагаются на подшипниковых щитах машины по обе стороны ротора. В ряде случаев они находятся над лобовыми вылетами обмотки якоря. Особенностью этих генераторов является ограниченное значение отношения λ_i (расчетной длины пакета к его диаметру), что связано с зависимостью потока полюса от площади поперечного сечения полюса в его основании, а не от осевой длины стальных элементов магнитопровода (активного железа), как в обычных синхронных машинах. Как правило, это отношение находится в пределах $\lambda_i = 0,35 \div 0,5$.

Основные недостатки такого типа электрических машин следующие:

- значительная масса магнитопровода (хотя последний служит одновременно конструктивным элементом — его корпусом и подшипниковыми щитами);
- высокий коэффициент рассеяния σ_v (достигает 2 вместо 1,1—1,35 у машин обычного классического исполнения).

Вследствие высокой надежности генераторы с внешезамкнутым магнитопроводом могут быть использованы на транспортных установках. При мощностях 10—12 кВ · А и частотах вращения 1000—2000 мин⁻¹ их удельная масса составляет 15—20 кг/(кВ · А). Массогабаритные показатели существенно улучшаются с увеличением частоты вращения. При сварном роторе или роторе, выполненном из

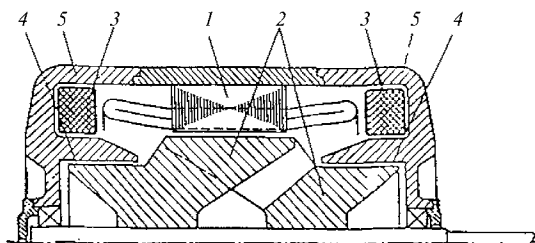


Рис. 1.4. Бесконтактная синхронная машина с когтеобразными полюсами и внешним магнитопроводом:

- 1 — статор (якорь) машины; 2 — полюсные системы с когтеобразными полюсами; 3 — неподвижные катушки возбуждения; 4 — дополнительные воздушные зазоры; 5 — подшипниковые щиты

сварных биметаллических дисков (содержащих немагнитные и магнитные участки), допустимые линейные скорости достигают 250 350 м/с ($n = 12\,000 \div 24\,000$ мин⁻¹) [3]. Для таких частот вращения и мощностей 200 400 кВ · А и более удельная масса генераторов уменьшается до 2 3 кг/(кВ · А).

По данным фирмы North American Rockwell, генераторы этого типа в диапазоне мощностей 350 1000 кВ · А и в диапазоне частот вращения $(15 \div 24)10^3$ мин⁻¹ имеют КПД 93 95 % и удельную массу 0,35 0,45 кг/(кВ · А) [4]. Генераторы мощностью от единиц до сотен киловатт рассматривают в качестве возможных источников электроэнергии в разрабатываемых в США космических газотурбинных установках [3].

Генераторы с внутризамкнутым магнитопроводом характеризуются меньшей по сравнению с генераторами в внешезамкнутым магнитопроводом протяженностью контура замыкания магнитного потока индуктора и имеют более компактную по сравнению с ними конструкцию. Они выполняются с односторонней и двусторонней системой возбуждения. При одностороннем возбуждении $\lambda_i = 0,15 \div 0,25$, при двустороннем $\lambda_i = 0,3 \div 0,5$.

К недостаткам генераторов с внутризамкнутым магнитопроводом относятся:

- значительные поля рассеяния ротора (коэффициент междуполосного рассеяния σ_v практически линейно зависит от числа пар полюсов и составляет при нагрузке 1,6 2);
- несимметрия индукций в рабочем зазоре (под разными полюсами может различаться на 30—40 %), что приводит к несимметрии магнитного поля ротора по отношению к якорной обмотке (появляющаяся постоянная составляющая не участвует в индуцировании ЭДС, загружает магнитопровод и требует дополнительной МДС возбуждения);
- сложная конструкция ротора.

При ограниченных диаметрах расточки, что имеет место при повышенных частотах вращения, возникают дополнительные трудности реализации системы возбуждения.

Примером выполнения генераторов с когтеобразным ротором с внутризамкнутым магнитопроводом может служить магнитная система с консольной конструкцией ротора, в которой полюсы разноименной полярности, сваренные немагнитным материалом, образуют монолитное вращающееся тело, консольно закрепленное на валу

привода (рис. 1.5). Ротор охватывает неподвижную обмотку возбуждения. В этой конструкции, кроме отмеченных недостатков, характерных для всех машин с внутризамкнутым магнитопроводом, затруднен отвод тепла от обмотки возбуждения и имеются трудности, связанные с большой нагрузкой на подшипниковые узлы и изготовлением ротора. Консольные генераторы используются в системах электроснабжения автомобилей и железнодорожных вагонов и имеют несколько лучшие (на 20–40 %) массогабаритные показатели, чем генераторы с внешезамкнутым магнитопроводом. Примером их применения в этой области могут служить бесщеточные генераторы фирм Delco-Remy, Bosh и др. Разработанные фирмой Bosh совместно с BMW автомобильные генераторы с жидкостной системой охлаждения и током отдачи 150 А используются в системах электроснабжения автомобилей BMW 5 и BMW 7.

В генераторах с жидкостным охлаждением отсутствуют крыльчатки воздушного охлаждения, в связи с чем уменьшаются масса и момент инерции ротора. Вследствие более интенсивного по сравнению с системами воздушного охлаждения теплосъема жидкостная система охлаждения обеспечивает возможность увеличения отдачи мощности генератором при работе двигателя на оборотах холостого хода. Помимо этого применение жидкостной системы охлаждения позволяет сократить время прогрева двигателя и за счет этого уменьшить токсичность выбросов. Достоинством этой системы охлажде-

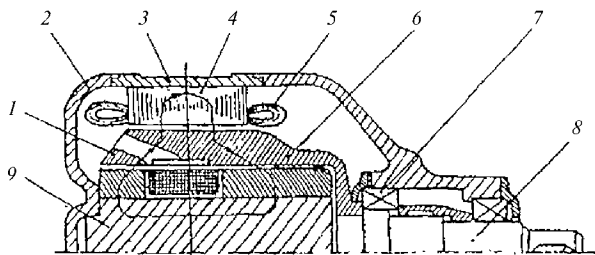


Рис. 1.5. Общий вид бесконтактного генератора с когтеобразным консольным ротором:

1 — неподвижная обмотка возбуждения; 2 — крышка; 3 — статор; 4 — наружное стальное кольцо; 5 — обмотка статора; 6 — вращающаяся консольная полюсная система; 7 — подшипник; 8 — вал; 9 — неподвижная втулка

ния является снижение шума при работе генератора за счет «поглощения» его охлаждающей жидкостью.

На рис. 1.6 показано устройство генератора, который так же, как и генератор с консольной конструкцией ротора относится к электрическим машинам с внутризамкнутым магнитопроводом, но имеет двустороннюю систему возбуждения (типа «сексин»). Ротор этого генератора выполнен в виде ферромагнитного цилиндрического кольца (рис. 1.7) с равномерно расположенными по окружности сквозными отверстиями с вваренными в них немагнитным сплавом полюсными наконечниками, которые в собранном состоянии ротора с натягом прилегают к радиальным участкам магнитопровода индуктора. Магнитодвижущие силы обмоток направлены встречно, в связи с чем эти участки магнитопровода и прилегающие к ним полюсные наконечники образуют систему полюсов одной полярности, например северной. Цилиндрическое кольцо по всей своей поверхности является объединенным полюсом противоположной полярности. Контуры замыкания магнитного потока, обусловленного действием МДС обмоток возбуждения, показаны на рис. 1.6 штриховыми линиями.

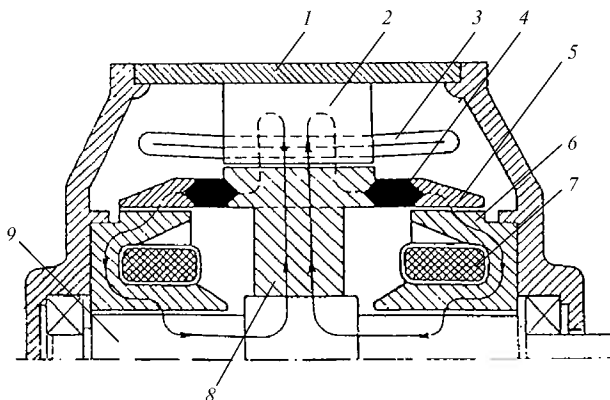
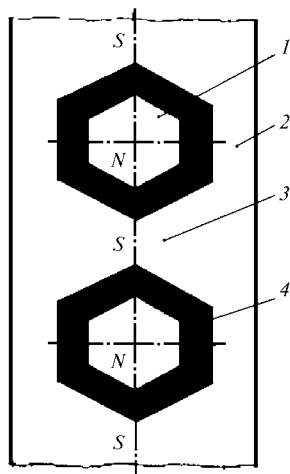


Рис. 1.6. Магнитная цепь генератора типа «сексин» с двусторонней системой возбуждения и пути магнитных потоков ($2p = 4$):

1 — корпус; 2 — пакет статора; 3 — обмотка якоря; 4 — немагнитная сталь; 5 — ферромагнитное кольцо; 6 — скоба обмотки возбуждения; 7 — обмотка возбуждения; 8 — радиальные однополярные полюсы; 9 — вал

Рис. 1.7. Развертка поверхности ротора двустороннего сексина:

1 — $(N-N)$ — полюсы северной полярности; 2 — участки поверхности замыкающих колец из магнитной стали; 3 — $(S-S)$ — полюсы южной полярности; 4 — участки поверхности немагнитной стали (20ХН80)



Генераторы типа «сексин» разработанные для применения в системах электропитания летательных аппаратов (при мощностях 3–10 кВ·А), имеют на 15–30 % бóльшую удельную массу по сравнению с контактными явнополюсными синхронными генераторами, но существенно превосходят последние по надежности и возможным границам использования [3].

В генераторе с когтеобразным ротором (рис. 1.8) бесконтактность достигнута за счет неподвижного крепления на статоре обмотки воз-

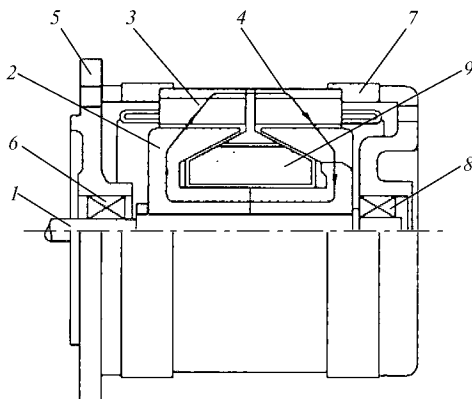


Рис. 1.8. Конструктивная схема бесконтактного авиационного генератора с укороченными полюсами:

1 — вал; 2 — индуктор с укороченными полюсами; 3 — пакет якоря; 4 — магнитопровод якоря; 5 — передняя крышка; 6 — передний подшипник; 7 — задняя крышка; 8 — задний подшипник; 9 — обмотка возбуждения с карасом

буждения с помощью немагнитной обоймы, расположенной между вращающимися фланцами полюсов. Необходимое для размещения элементов крепления обмотки пространство получено в этом генераторе за счет укорочения полюсов. Длина полюсов выполняется меньше половины длины активной части ротора [5], вследствие чего уменьшается поток рассеяния системы. Такие генераторы имеют простую конструкцию, технологичны, но их масса больше массы контактных генераторов. Одна из причин этого состоит в недоиспользовании магнитного потока полюсов, обусловленного наличием в кривой распределения магнитной индукции в воздушном зазоре каждого пакета постоянной составляющей. Существуют также трудности крепления обмотки возбуждения и обеспечения жесткости и механической прочности ротора при повышенных частотах вращения. Генераторы с укороченными полюсами выпускались французской фирмой Sev Marchal. В России по рассматриваемой конструктивной схеме выполнен автомобильный генератор 45.3701.

Электромашинные преобразователи с возбуждением от постоянных магнитов. Применение постоянных магнитов для создания магнитного поля возбуждения является наиболее простым и экономически целесообразным способом обеспечения бесконтактности ЭМП. Замена электромагнитов (обмоток возбуждения с охватываемыми ими сердечниками) постоянными магнитами позволяет существенно упростить конструкцию индуктора и уменьшить осевую длину машины за счет устранения из нее вращающихся обмоток и щеточно-контактного узла, повысить КПД за счет отсутствия в электрических машинах с постоянными магнитами затрат мощности на возбуждение и, что очень важно, обеспечить надежное самовозбуждение машины и минимальное время выхода ее на номинальный режим работы.

Во многих случаях применение постоянных магнитов позволяет добиться заметного уменьшения массы машины. К достоинствам электрических машин с постоянными магнитами следует отнести также возможность выполнения их для работы при более высоких по сравнению с электрическими машинами с электромагнитным возбуждением частотах вращения.

Широкие перспективы открылись для применения электрических машин с постоянными магнитами в связи с появлением новых сплавов, обладающих высокими и устойчивыми к внешним (в первую очередь к температурным) воздействиям магнитными свойствами и высокими механическими свойствами.

В зависимости от размещения постоянных магнитов в магнитной системе машины последние подразделяют на электрические машины с магнитами на статоре и машины с магнитами на роторе. Наиболее многочисленной является вторая группа электрических машин. Она характеризуется многообразием геометрических форм постоянных магнитов и конструктивных схем выполнения роторов.

В зависимости от магнитных и механических свойств постоянных магнитов и условий их применения используют следующие конструкции роторов электрических машин с постоянными магнитами [6]:

- с цилиндрическим магнитом в виде кольца, намагниченным в радиальном направлении (рис. 1.9);
- звездообразного типа с явно выраженными полюсами без полюсных башмаков (рис. 1.10);

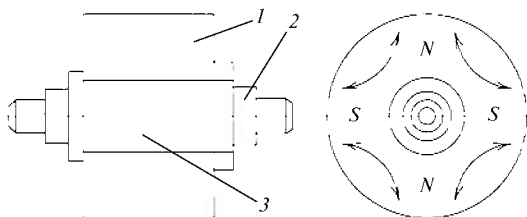


Рис. 1.9. Ротор с цилиндрическим магнитом:

1 — цилиндрический магнит; 2 — вал генератора; 3 — заливка (компаунд, клей, металл, эпоксидная смола)

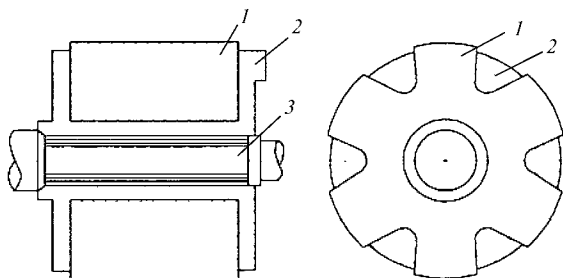


Рис. 1.10. Ротор звездообразного типа без полюсных башмаков:

1 — магнит; 2 — заливка ротора (сплав АЛ-9); 3 — вал ротора

- звездообразного типа с призматическими магнитами и полюсными башмаками (рис. 1.11);
- коллекторные с призматическими магнитами и тангенциальным намагничиванием (рис. 1.12);
- когтеобразные с цилиндрическими постоянными магнитами, намагниченными в аксиальном направлении (рис. 1.13).

В этих конструкциях роторов электрических машин число чередующихся по расточке полюсов равно числу постоянных магнитов. Наряду с таким построением полюсной системы машин с постоянными магнитами в системах электроснабжения автономных объектов

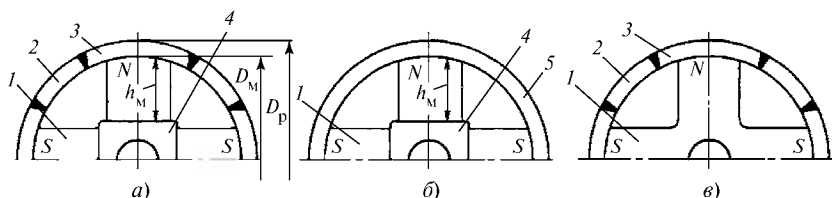


Рис. 1.11. Сборные магнитные системы роторов звездообразного типа (а, в) со сварными полюсными башмаками и немагнитным кольцом (б):

1 магнит; 2 немагнитная сталь; 3 магнитная сталь; 4 магнитопроводящая втулка; 5 немагнитное бандажное кольцо; h_M — высота постоянного магнита вдоль линии намагничивания; D_M диаметр расточки магнита; D_P диаметр ротора

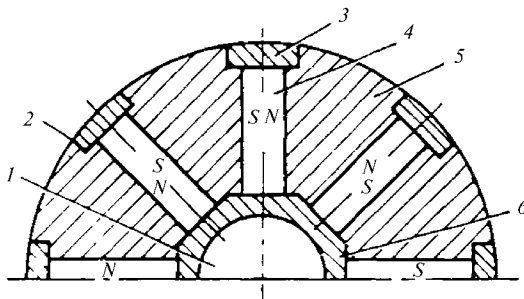


Рис. 1.12. Ротор коллекторного типа с креплением магнитов пластиной:

1 вал; 2 сварной шов; 3 пластина (немагнитная сталь); 4 постоянный магнит; 5 полюс; 6 втулка (немагнитная)

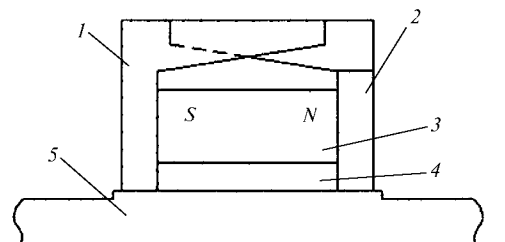


Рис. 1.13. Когтеобразный индуктор с цилиндрическим аксиально намагниченным постоянным магнитом:

1, 2 — полюсные системы; 3 — постоянный магнит; 4 — немагнитная втулка; 5 — немагнитный вал

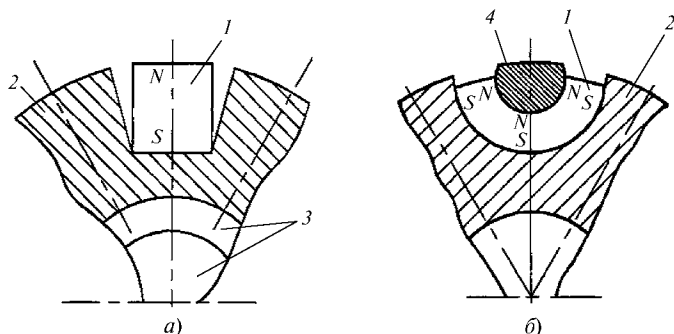


Рис. 1.14. Магнитные системы индукторов и электрических машин с половинным числом полюсов:

а — с призматическими магнитами; б — с дугообразными постоянными магнитами; 1 — постоянные магниты; 2 — ферромагнитный магнитопровод ротора; 3 — немагнитные втулка и вал; 4 — ферромагнитные стержни (полюсы)

применяются электрические машины с половинным числом полюсов (рис. 1.14, а, б).

К магнитным системам с вращающимися магнитами относится также система торцевого типа.

Магнитные системы бесконтактных электрических машин с неподвижными постоянными магнитами выполняются следующих видов: с внешнезамкнутым магнитопроводом, индукторного и коммутаторного типов. Примером выполнения электрических машин с

магнитами на статоре может служить магнитная система однофазного разноименно полюсного генератора (рис. 1.15). Штриховыми линиями на этом рисунке показаны контуры замыкания магнитного потока Φ_m постоянных магнитов.

Достоинства и недостатки различных конструктивных исполнений электрических машин с постоянными магнитами подробно описаны в [3, 6, 7]. Там же указаны области предпочтительного применения конкретных конструкций роторов.

Главный недостаток постоянных магнитов (при оценке их качеств с точки зрения требований, предъявляемых к элементам систем возбуждения электрических машин) состоит в том, что после намагничивания и стабилизации магнитных свойств и характеристик их магнитный поток может быть изменен только за счет изменения характера и интенсивности воздействий на них со стороны внешней магнитной цепи, которые при всем многообразии способов их организации остаются малоэффективными по сравнению с прямым воздействием на магнитный поток возбуждения, используемым в электрических машинах с электромагнитным возбуждением.

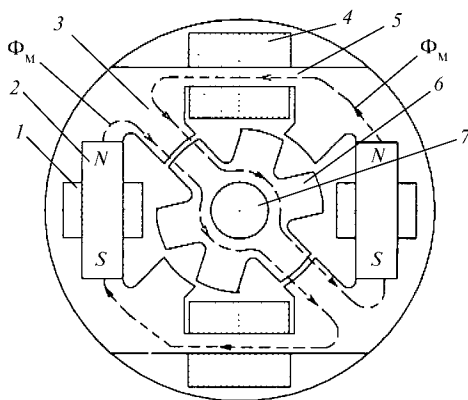


Рис. 1.15. Эскиз магнитной цепи коммутаторного типа генератора:

1 — демпферное кольцо; 2 — магнит; 3 — зубец статора; 4 — обмотка якоря; 5 — сердечники якоря; 6 — коммутатор; 7 — вал ротора; Φ_m — магнитный поток в сердечнике

Для регулирования напряжения генераторов с возбуждением от постоянных магнитов применяются следующие способы:

- параметрическое регулирование (при постоянной частоте вращения и незначительном изменении температуры окружающей среды генератор проектируется с определенной жесткостью внешней характеристики на заданную кратность тока короткого замыкания);
- подмагничивание спинки якоря (регулируется значение магнитного сопротивления на пути рабочего потока в спинке якоря за счет изменения МДС специальной обмотки подмагничивания);
- регулирование напряжения за счет изменения частоты вращения (необходима система регулирования частоты вращения привода генератора, отличающаяся низким быстродействием и изменением частоты);
- применение транзисторных проходных регуляторов напряжения (целесообразно при повышенных выходных напряжениях);
- использование управляемых выпрямителей (особое внимание следует уделить обеспечению ТЗ по необходимому качеству выходного напряжения);
- осуществление комбинированного возбуждения.

Выбор способа регулирования зависит от конкретных требований ТЗ, возможных изменений напряжений и частоты вращения, диапазона изменений нагрузки и температуры окружающей среды, качества выходного напряжения. Но даже при конкретном ТЗ невозможно однозначно отдать предпочтение тому или иному способу регулирования без дополнительных сравнительных расчетов нескольких вариантов.

Магнетоэлектрические машины широко используются в автономных электроэнергетических установках в качестве генераторов и двигателей постоянного и переменного тока [1]. Многие их магнитные системы уже в 1950-е годы успешно применялись на отечественных тракторах и других сельхозмашинах. В настоящее время начали устанавливать вентильные генераторы (ВГ) с комбинированной системой возбуждения (на базе индукторных машин с ротором, в пазах которого закреплены призматические оксидно-барьерные постоянные магниты). На некоторых зарубежных автомобилях применяются компактные магнетоэлектрические генераторы с управляемым выпрямителем. Широкое распространение эти генераторы получили как подвозбудители в машинах с вращающимися выпрямителями и в электромагнитных преобразователях как промышленного стационарного использования, так и на подвижных объектах. Например, на самолете-

тах в течение долгого времени успешно эксплуатируются преобразователи серии ПТ мощностью до $3 \text{ кВ} \cdot \text{А}$.

Для вертолетов и самолетов разработаны ВГ мощностью 3 кВт с ротором коллекторного типа с использованием самарий-кобальтовых постоянных магнитов КС37 и однополупериодных шестифазных управляемых выпрямителей, имеющих при $n = 7 \cdot 10^3 \text{ мин}^{-1}$ удельную массу порядка $1,3 \text{ кг/кВт}$.

При интенсивном воздушном охлаждении авиационные генераторы с постоянными магнитами из сплава ЮНДК при $n = (8 \div 12) 10^3 \text{ мин}$ и мощностях $S = 20 \div 60 \text{ кВ} \cdot \text{А}$ имеют удельную массу $m_y = 1,6 \div 1,2 \text{ кг/(кВ} \cdot \text{А)}$. Исследования и расчеты показывают, что применение магнитов из редкоземельных металлов и более интенсивных систем охлаждения позволяет существенно уменьшить удельную массу. Так, имеются данные [3, 4] о разработке генераторов с такими магнитами удельной мощностью $0,35 \text{ кг/(кВ} \cdot \text{А)}$ (мощность $8 \text{—} 120 \text{ кВ} \cdot \text{А}$ без учета системы охлаждения), $0,15 \text{ кг/кВт}$ (мощность 110 кВт) и $0,05 \text{ кг/кВт}$ (мощность $10 \text{ МВ} \cdot \text{А}$, частота вращения $16 \cdot 10^3 \text{ мин}^{-1}$, напряжение 1565 В , частота тока 1870 Гц).

Перспективным является использование магнитоэлектрических генераторов в высокоскоростных турбогенераторных установках: при частотах вращения $(3 \div 9) 10^4 \text{ мин}^{-1}$ и мощностях $0,5 \div 4 \text{ кВ} \cdot \text{А}$ удельная масса активных материалов генераторов составляет $0,4 \text{—} 0,2 \text{ кг/(кВ} \cdot \text{А)}$. В последние годы машины с возбуждением от постоянных магнитов широко применяют в нефтедобывающей промышленности в качестве приводов центробежных погружных насосов мощностью $8 \text{—} 150 \text{ кВт}$. Рабочая температура магнитов составляет 150°С .

Электрические машины с постоянными магнитами применяют в системах электрооборудования электромобилей и гибридных автомобилей в качестве приводных электродвигателей колес и стартер-генераторов. Функции электрических машин в гибридных автомобилях разнообразны. Одна и та же электрическая машина в них может использоваться при пуске двигателя, выполняя функции стартерного электродвигателя, вспомогательного тягового электродвигателя при разгоне автомобиля и функции генератора. В некоторых гибридных автомобилях электрическая машина при определенных условиях может полностью выполнять функции первичного двигателя [8].

Для применения на отечественных гибридных автомобилях разработаны энергоустановки (двигатель-генератор) мощностью до 400 кВт. При этом минимальное значение мощности электрической машины с возбуждением от постоянных магнитов, работающей как в генераторном, так и в стартерном режимах, начинается от 30 кВт при мощности автомобильного двигателя 60 кВт. Конструкция электрической машины — обращенная. Постоянные магниты расположены на вращающейся охватывающей якорь ее части (на вращающемся индукторе), которая выполняет одновременно функции маховика.

Торцевые электрические машины. К категории электрических машин, применение которых на автотранспортных средствах не исключается, относятся торцевые электрические машины с электромагнитным возбуждением и возбуждением от постоянных магнитов, одно- и многопакетные, с обмоткой якоря, уложенной в пазы статора и беспазовой обмоткой. На рис. 1.16 показано устройство магнитной цепи двухпакетной торцевой электрической машины с возбуждением от постоянных магнитов из редкоземельных металлов и беспазовыми обмотками якоря [7].

На валу 1 машины установлены два дисковых магнитопровода 2 с закрепленными на них и намагниченными аксиально постоянными магнитами 3, имеющими форму сегментов и образующими систему чередующихся вдоль окружности полюсов. Механическая прочность и жесткость конструкции обеспечивается выполненными из высо-

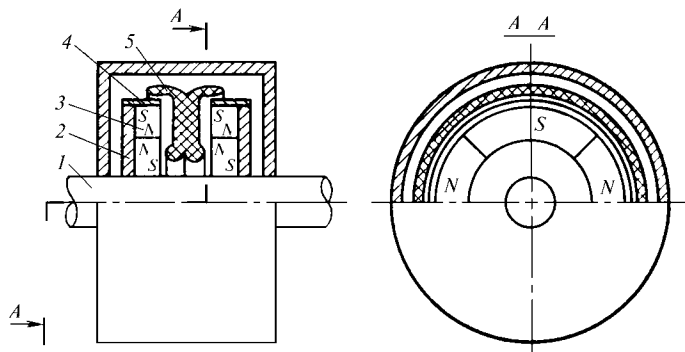


Рис. 1.16. Эскиз магнитной цепи торцевой электрической машины с возбуждением от постоянных магнитов

копечно немагнитного материала и охватывающими постоянные магниты тонкостенными цилиндрами 4. В воздушном зазоре между торцами постоянных магнитов расположена неподвижная беспазовая обмотка якоря 5. Работоспособность машины обеспечивается совпадением осей постоянных магнитов, находящихся на разных дисках, и направлений их намагничивания (против северных полюсов N левого магнитопровода расположены южные S полюсы правого магнитопровода).

Потокоцепление секций обмотки якоря с полем постоянных магнитов образуют силовые линии, замыкающиеся в $2p$ одинаковых контурах. При этом каждая из образующих потокоцепление с обмотками якоря силовая линия, выйдя из полюса, например северного N , одного из магнитов левого магнитопровода, проходит через воздушный зазор, пронизывая при этом поперечные сечения витков обмотки якоря. Далее через постоянный магнит с полярностью $S-N$ (по ходу силовой линии) правого магнитопровода эта линия входит в южный полюс S соседнего магнита того же магнитопровода и, выйдя из него, через воздушный зазор и расположенный слева магнитопровод возвращается к тому же магниту и в ту же точку его северного полюса, из которого она вышла.

Основными достоинствами торцевых машин в рассмотренном варианте их исполнения являются:

- размещение обмоток якоря не в пазах стального пакета, а в воздушных полостях машины, поэтому обеспечиваются относительно малые потери в стали, высокий КПД и небольшие индуктивные сопротивления обмотки, следствием которых являются малая ее индуктивность, малый статизм внешних характеристик генераторов и механических характеристик электродвигателей и высокая мобильность электрической машины (малое время выхода на номинальный режим);

- возможность применения магнитов простых геометрических форм, обеспечивающих максимальное использование магнитных свойств сплавов, из которых они изготовлены;

- размещение бандажного цилиндра за пределами воздушного зазора, в связи с чем изменение его толщины не сопровождается изменением длины воздушного зазора и поэтому не оказывает влияния на размеры и характеристики машины.

Недостатками торцевых машин являются:

- высокие аэродинамические потери вследствие малых отношений длины ротора к диаметру;

- высокая трудоемкость сборки машины из-за сложности сборки ротора из намагниченных постоянных магнитов и укладки обмотки в пространство между двумя пакетами индуктора;
- трудности с обеспечением механической прочности беспазовой обмотки.

Пульсационные (индукторные) электрические машины. Основные достоинства и недостатки индукторных машин приведены в § 1.1, поэтому рассмотрим лишь особенности их конструкции и области целесообразного применения.

Принципиальное отличие индукторных машин от альтернативных состоит в том, что вектор индукции в каждой точке рабочего воздушного зазора в них изменяется только по значению. Следствием этого является наличие постоянной составляющей в кривых изменения магнитного потока в зубцах якоря и обусловленное этим неполное использование магнитного потока по сравнению с альтернативными машинами и большая масса при изготовлении их на одинаковые с альтернативными машинами мощности и частоты вращения. Это очевидное преимущество альтернативных машин тем не менее не может служить основанием для исключения индукторных машин из рассмотрения при выборе магнитной системы. Можно привести достаточное количество примеров выбора именно индукторных, а не синхронных машин классического исполнения для применения в различных областях техники и не только из-за их высоких технологических и эксплуатационных качеств, а вследствие сопоставимого с синхронными машинами уровня массогабаритных и энергетических показателей.

Характерно, что постоянство направления вектора магнитной индукции в каждой точке воздушного зазора не означает обязательного однополярного строения магнитного поля вдоль всей расточки якоря и обязательного присутствия постоянной составляющей в потокосцеплении расположенных на нем рабочих обмоток (обмоток якоря).

По характеру распределения магнитного поля вдоль расточки якоря индукторные машины подразделяют на машины одноименно- и разноименно-полюсные. В одноименно-полюсных машинах все точки каждой из обращенных друг к другу поверхностей якоря и ротора имеют одну и ту же полярность независимо от углового положения ротора. Полярность каждой из названных поверхностей зависит от направления тока в обмотке возбуждения, если для создания поля возбуждения используются электромагниты, или от ориентации

относительно тех же поверхностей полюсов постоянных магнитов. Во всех случаях обращенные друг к другу поверхности статора и ротора приобретают противоположную полярность. Магнитные потоки в зубцах ротора одноименно-полюсных машин, так же как и магнитные потоки в зубцах статора и потокосцепление обмоток якоря, носят пульсирующий характер и изменяются во времени с частотой

$$f = \frac{Z_p n}{60},$$

где Z_p — число зубцов ротора; n — частота вращения вала.

Одноименно-полюсные индукторные машины используются в двигательном и генераторном режимах работы. При этом они производятся как в однофазном, так и в многофазном исполнении с одним или несколькими расположенными вдоль оси вала пакетами статора и ротора, с сосредоточенными на каждом зубце статора катушками обмотки якоря и с распределенными по пазам ее секциями с выходом на переменном и постоянном (выпрямленном) токе (вентильные генераторы).

Однопакетные генераторы могут быть с односторонним и двусторонним возбуждением. Последние используются при ограничениях на диаметр расточки (или наружный диаметр) и достаточно больших магнитных потоках, требуемых от системы возбуждения. Недостатками однопакетной конструкции являются наличие дополнительного зазора и необходимость выполнения подшипниковых щитов из магнитомягкого материала, что ухудшает массогабаритные показатели. Пример выполнения однопакетной индукторной машины (генератора) приведен на рис. 1.17. На рис. 1.18 показано устройство двухпакетной индукторной машины. Имеются примеры выполнения и промышленного использования одноименно полюсных индукторных машин с четырьмя, шестью и более пакетами якоря.

В разноименно-полюсных индукторных машинах в отличие от одноименно-полюсных элементы системы возбуждения размещены в пределах пакета статора: обмотки возбуждения расположены в специально предусмотренных для них пазах, а постоянные магниты занимают определенные секторы пакета и намагничены тангенциально (рис. 1.19 и 1.20). При таком варианте размещения элементов системы возбуждения в индукторных машинах обращенная к ротору

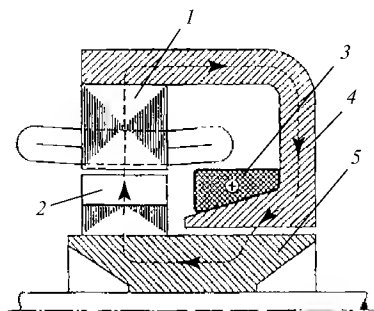


Рис. 1.17. Однопакетная индукторная машина:

1 — пакет статора с обмоткой (якоря); 2 — пакет ротора; 3 — обмотка возбуждения; 4 — корпус машины совмещенный с крышкой; 5 — ротор

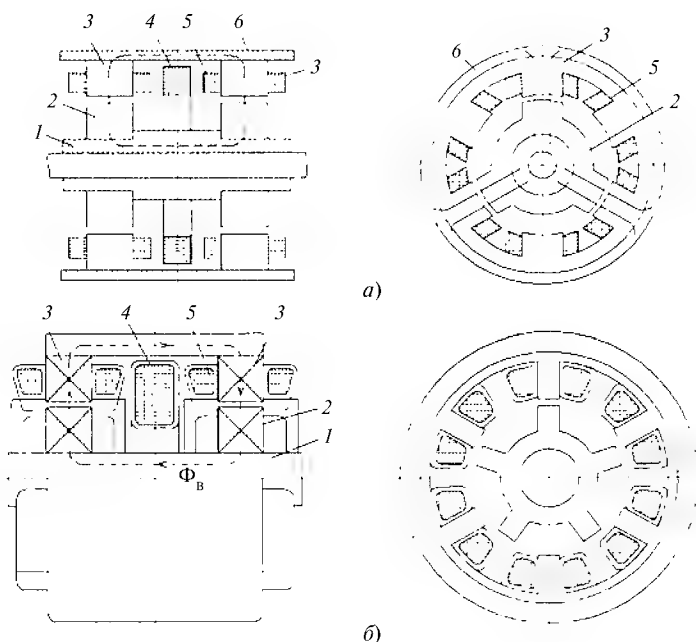


Рис. 1.18. Одноименно-полюсные двухпакетные индукторные генераторы в однофазном (а) и трехфазном (б) исполнении:

1 — цилиндр ротора; 2 — зубчатые пакеты ротора; 3 — пакеты статора; 4 — обмотка возбуждения; 5 — обмотка статора; 6 — внешний магнитопровод

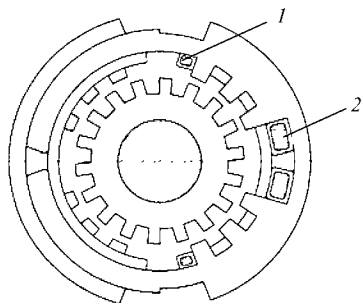


Рис. 1.19. Разноименно-полюсная индукторная машина с электромагнитным возбуждением ($m = 1$, $Z_p = 18$, $Z'_c = 3$):

1 — обмотка якоря; 2 — обмотка возбуждения

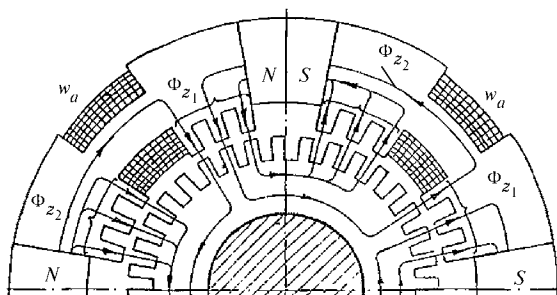


Рис. 1.20. Разноименно-полюсная индукторная машина ($m = 1$, $2p = 4$, $Z_p = 36$, $Z'_c = 3$)

поверхность пакета якоря преобразуется в систему чередующихся вдоль расточки магнитных полюсов. В отличие от альтернативных машин эта система полюсов жестко связана с координатными осями статора и потому не зависит от углового положения ротора. Магнитодвижущие силы обмоток якоря разноименно полюсных машин создают неподвижные в пространстве пульсирующие магнитные поля, локализованные в пределах полюсных дуг статора. Зубцы ротора в разноименно-полюсных машинах за один поворот ротора претерпевают p_c циклов полного перемагничивания (p_c — число полюсов статора) и $p_c Z'_c$ циклов перемагничивания по частным цик-

лам (Z'_c — число малых зубцов, нанесенных на полюсную дугу статора).

Отличительным признаком конструкции магнитопровода пакетов якоря разноименно-полюсных машин является присутствие в них участков, магнитный поток в которых изменяется с частотой, равной частоте изменения магнитного потока в зубцах якоря, но не содержит постоянной составляющей. Эти участки расположены в средней части полюсов (см. рис. 1.15). Размещение на них обмоток обеспечивает некоторый выигрыш в массе меди машины. Никаких других преимуществ перед другими исполнениями индукторных машин эта особенность разноименно-полюсным машинам не дает.

Основным преимуществом разноименно-полюсных машин перед одноименно-полюсными является простота и технологичность их конструкции в однофазном исполнении. Кроме того, эти машины в большей степени пригодны для эксплуатации на высоких частотах из-за возможности размещения в них обмоток якоря за пределами зубцовой зоны (см. рис. 1.20). При необходимости применения индукторных машин в многофазном исполнении следует ориентироваться на выбор магнитной системы из семейства одноименно полюсных машин из-за большей пригодности выполнения их многофазными, а следовательно, и со специальными схемами обмоток, обеспечивающими лучшую форму кривой напряжения. Эти генераторы обладают повышенными значениями предельной мощности, так как их роторы могут быть изготовлены монолитными и более прочными (магнитный поток в зубцах ротора одноименно полюсных генераторов при малых раскрытиях пазов якоря меняется незначительно).

Индукторные машины находят широкое применение в различных областях в качестве генераторов переменного тока и в вентильных генераторах. Последние, например, установлены на всех отечественных тракторах и сельхозмашинах. Они представляют собой одноименно полюсные индукторные машины с односторонним электромагнитным возбуждением, со встроенными выпрямителем и интегральным регулятором напряжения:

Выходная номинальная мощность, Вт	 $(4 \div 27)10^2$
Частота вращения при номинальной мощности, мин ⁻¹	 $(3 \div 5)10^3$
Масса, кг	5,3—25

Индукторные генераторы применяют в системах электроснабжения автомобилей. Например, генератор 955.3701, устройство которого показано на рис. 1.21, предназначен для применения в системах электроснабжения автомобилей мощностью 900 Вт и напряжением 12 В. Генератор 959.3701 применяют в системах, мощность которых составляет 1100 Вт при напряжении 24 В. Устройство активной части автомобильных генераторов идентично устройству ее в тракторных генераторах. Роторы генераторов выполнены звездообразными с расположенными между зубцами призматическими радиально намагниченными постоянными магнитами (рис. 1.22). Обращенные в сторону зазора полюсы магнитов имеют одинаковую полярность. Полюсами противоположной полярности являются зубцы звездообразного ротора. Постоянные магниты в индукторных генераторах используются для обеспечения надежного самовозбуждения генераторов и изменения направления магнитного потока в зоне минимальной проводимости воздушного зазора (зоны «зубец статора – впадина ротора», что приводит к улучшению использования магнитного потока в генераторах и благоприятно сказывается на значениях их массогабаритных показателей [9]. Основное поле возбуждения в рассматриваемых генераторах создается расположенной на роторе обмоткой возбуждения. Ее МДС $F_{о.в}$ направлена встречно МДС постоянных магнитов F_m , но не размагничивает их, а лишь незначительно уменьшает магнитный поток в зоне их размещения. Оксидно-барьерные постоянные магниты имеют низкие значения остаточной индукции и высокие значения коэрцитивной силы. В процессе формирования магнитных свойств магнитов, устанавливаемых в тракторных генераторах, добиваются такого их уровня, при котором для обеспечения постоянства напряжения при всех вариантах изменения нагрузки приемников электроэнергии и частоты вращения вала генератора не возникает необходимость в изменении направления тока в обмотке возбуждения.

В автомобильных генераторах для обеспечения требуемого диапазона регулирования в их магнитную систему введена дополнительная обмотка возбуждения, МДС которой направлена встречно МДС основной обмотки.

Статоры автотракторных индукторных генераторов имеют явно выраженное зубчатое строение. Число зубцов на статоре и роторе выбирают из условия получения требуемого числа фаз. Отечествен-

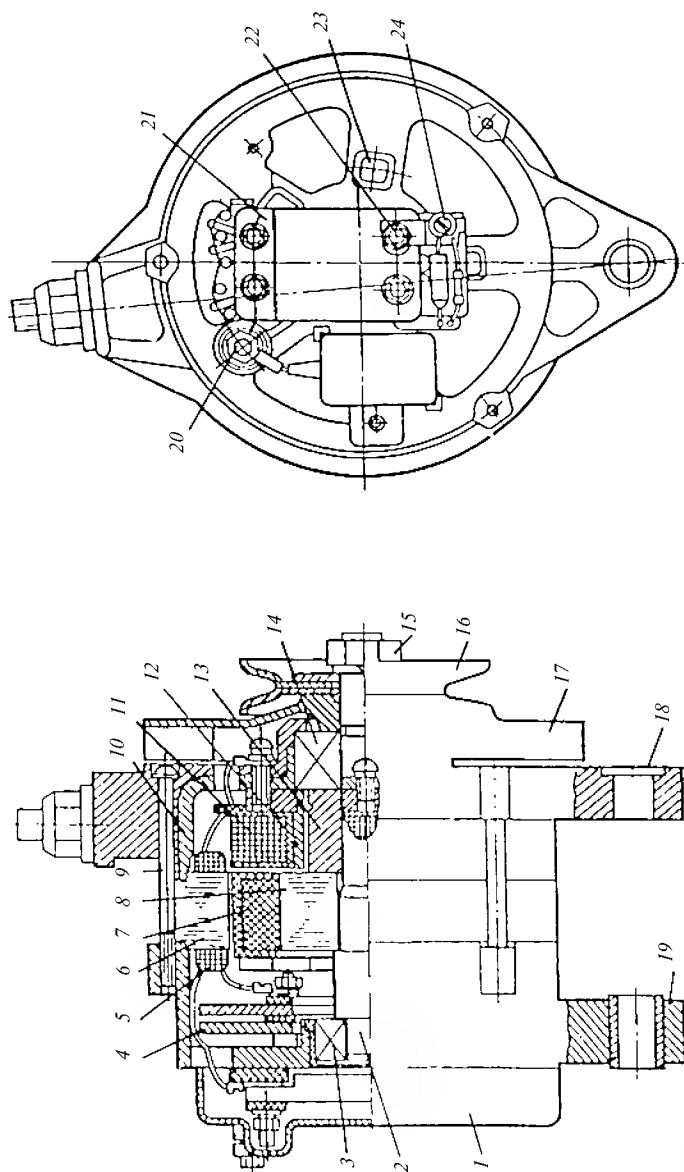


Рис. 1.21. Бесщеточный генератор 955.3701:

1 кожух; 2 вал ротора; 3, 14 шарикоподшипники; 4 выпрямитель; 5 обмотка статора; 6 сердечник статора; 7 узел постоянных магнитов; 8 звездообразный ротор; 9 стяжные винты; 10 передняя крышка магнитопровода; 11 обмотка возбуждения; 12 втулка возбуждения; 13 втулка индуктора; 15 гайка крепления шкива; 16 шкив; 17 вентилятор; 18 подшипниковый щит; 19 вывод «+» («30»); 21 устройство регулирования напряжения; 22 гайки крепления регулятора; 23 болт крепления выпрямителя; 24 переключатель сезонной регулировки

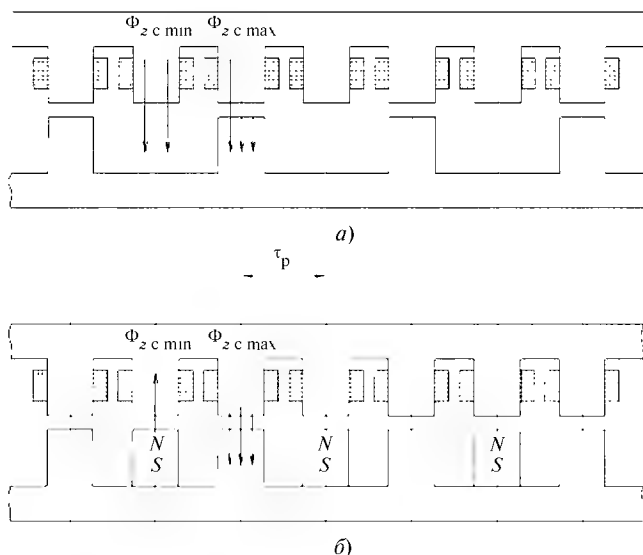


Рис. 1.22. Зубцовые зоны генераторов с электромагнитным (а) и комбинированным (б) возбуждением:

$\Phi_{z \text{ с max}}$ и $\Phi_{z \text{ с min}}$ — максимальное и минимальное значения магнитных потоков в зубцах статора; τ_p — полюсное деление ротора

ные автомобильные и тракторные генераторы изготовляют в пяти- и трехфазном исполнениях.

В соответствии с общепринятой классификацией электрических машин их относят к семейству альтернативно-пульсационных, так как потокосцепление их обмоток якоря является знакопеременным, как у альтернативных машин, и одновременно содержит постоянную составляющую, являющуюся признаком пульсационных машин. Присутствие в их магнитной цепи обмоток возбуждения и постоянных магнитов указывает на принадлежность их к электрическим машинам с комбинированной системой возбуждения.

На рис. 1.23 приведены кривые, воспроизводящие картину изменения магнитных потоков на длине зубцового деления якоря ротора: в индукторном генераторе с электромагнитным возбуждением при отсутствии в его магнитной цепи постоянных магнитов (рис. 1.23, а), при МДС возбуждения, равной нулю, в генераторе с введенными в

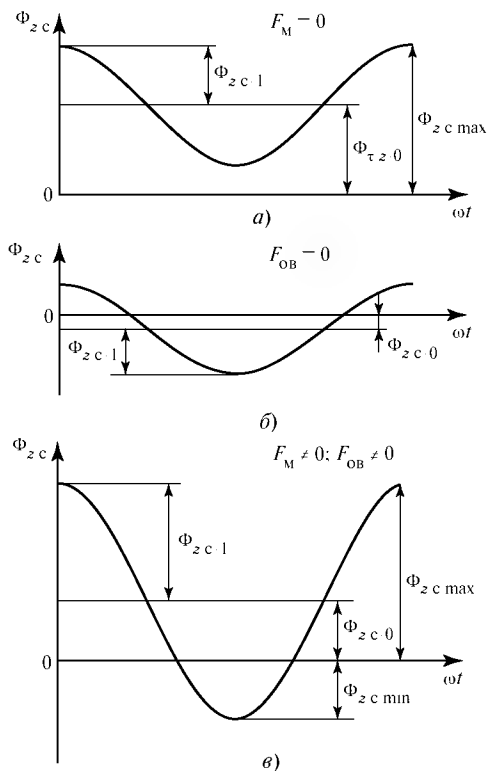


Рис. 1.23. Кривые изменения магнитного потока в зубцах статора:

а — при отсутствии в магнитной цепи генератора постоянных магнитов; *б* — при $F_{OB} = 0$; *в* — при совместном действии МДС обмотки возбуждения и постоянного магнита; Φ_{zc0} , Φ_{zc1} — постоянная составляющая и амплитудное значение первой гармонической магнитного потока в зубцах статора

магнитную систему ротора постоянными магнитами (рис. 1.23, б) и при совместном действии МДС обмотки возбуждения и постоянных магнитов (рис. 1.23, в).

Традиционно индукторные генераторы применяют на железнодорожном транспорте, специальных передвижных объектах и летательных аппаратах в качестве высоконадежных источников электропитания переменного и постоянного тока небольшой и средней мощности. Возможно применение индукторных машин в качестве

электромашинных преобразователей энергии в системах электрооборудования промышленного и пассажирского электрического транспорта и не только автономного, но и подключенного к централизованным электрическим сетям. В качестве примера на рис. 1.24 и 1.25 показаны промышленные образцы, разработанные в МЭИ на кафедре «Электротехнические комплексы автономных объектов». На рис. 1.24 дана схема четырехпакетного вентильного индукторного двигателя с электромагнитным возбуждением мощностью 180 кВт для троллейбусов и трамваев, на рис. 1.25 — схема двухпакетного вентильного индукторного генератора мощностью 100 кВт для гибридных автомобилей.

Одним из приоритетных направлений улучшения массогабаритных и энергетических показателей автономных электромашинных преобразователей является увеличение частоты вращения роторов. В связи с этим интерес и внимание к индукторным машинам постоянно возрастают, их использование считается одним из перспективных направлений при разработке компактных высокоскоростных энергетических установок постоянного и переменного тока.

Бесконтактные генераторы с комбинированным возбуждением. В генераторах комбинированного возбуждения рабочий поток создается в результате действия двух источников МДС — постоянного магнита и обмотки возбуждения. Такие генераторы, кроме основных достоинств машин с возбуждением от постоянных магнитов, обладают также возможностью непосредственного регулирования выходного напряжения (за счет изменения тока возбуждения с помощью обычных регуляторов напряжения). Принцип комбинированного возбуждения может быть применен практически к любому типу электрических машин [3, 8, 10].

Соотношение между магнитной и электромагнитной частями системы возбуждения в значительной степени определяется диапазоном изменения нагрузки и частоты вращения. Обычно стремятся минимизировать размеры и массу электромагнитной части системы возбуждения, поскольку удельная масса ее выше, чем магнитоэлектрической.

Относительная простота конструкций, высокая надежность, хорошие массогабаритные показатели генераторов комбинированного возбуждения определяют целесообразность их использования на автономных подвижных объектах. Они применяются в качестве источников электроэнергии небольшой и средней мощности на летательных аппаратах, автомобилях, тракторах и на других автономных объектах.

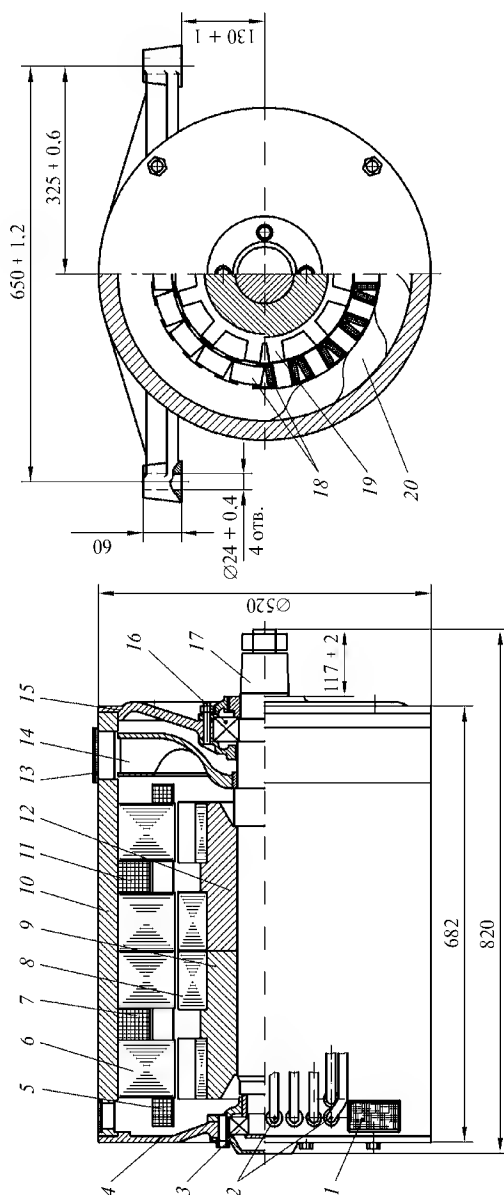


Рис. 1.24. Тяговый вентильный индукторный двигатель:

1, 13 вентиляционные окна; 2 выводы фаз и обмотки возбуждения; 3, 16 подшипники; 4, 15 подшинниковые щиты; 5, 18 катушки якоря; 6 пакет статора; 7, 11, 20 катушки возбуждения; 8, 19 пакет ротора; 9, 12 — полуштулки; 10 — корпус; 14 — вентилятор; 17 — вал

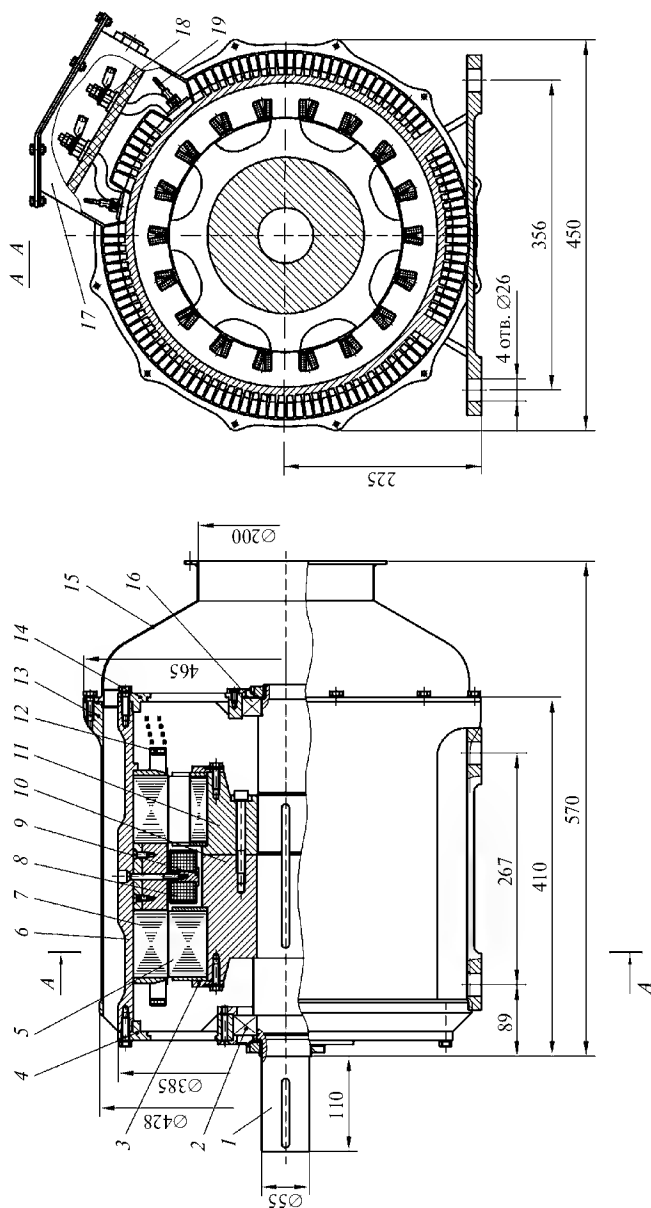


Рис. 1.25. Вентильный индукторный генератор ГВИ 100-3900:

1 — вал; 2, 16 — подшипники; 3 — нажимное кольцо; 4, 14 — подшипниковые щиты; 5 — пакет ротора; 6 — корпус магнетопровода; 7 — пакет статора; 8 — катушка возбуждения; 9 — каркас катушек возбуждения; 10, 11 — полу- втулки; 12 — обмотка якоря; 13 — кожух корпуса; 15 — воздушховод; 17 — коробка выводов; 18 — клеммы фазных вводов; 19 — клеммы обмотки возбуждения

Два наиболее простых, с точки зрения практической реализации варианта исполнения магнитной цепи генераторов комбинированного возбуждения показаны на рис. 1.26 и 1.27. Символами $\Phi_{\text{м}}$ и $\Phi_{\text{ш}}$ на рисунках обозначены магнитный поток постоянного магнита и магнитный поток, проходящий через магнитопровод (шунт) электромагнитной части системы возбуждения.

Бесконтактные электромашинные генераторы энергоемких автономных объектов. Применение бесконтактных генераторов в системах электроснабжения наиболее энергоемких автономных объектов (самолетов, вертолетов, танков, тепловозов, мощных грузовых автомобилей, самосвалов) позволяет существенно повысить их надежность и срок службы, использовать более эффективные системы охлаждения, увеличить диапазоны рабочих частот вращения и температур.

Особенно эффективным в системах электроснабжения летательных аппаратов и мобильных энергоемких объектов признано применение электрических машин переменного тока классического испол-

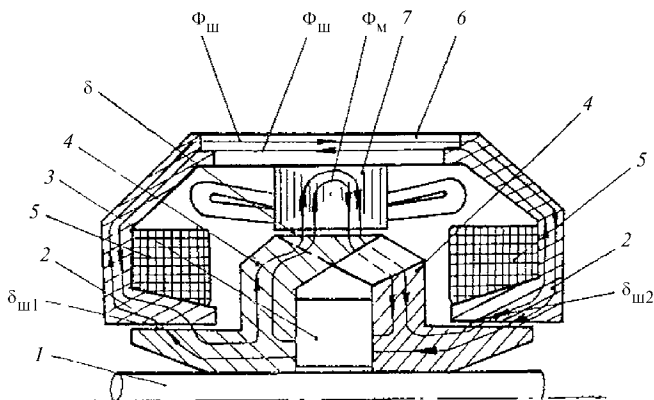


Рис. 1.26. Эскиз магнитной цепи генератора комбинированного возбуждения с внешезамкнутым магнитопроводом:

1 — вал; 2 — крышки; 3 — магнит; 4 — фланцы с полюсами; 5 — кольцевые обмотки; 6 — корпус; 7 — якорь; δ — рабочий зазор; $\delta_{\text{ш1}}$ и $\delta_{\text{ш2}}$ — воздушные зазоры в цепи шунта; $\Phi_{\text{м}}$ и $\Phi_{\text{ш}}$ — магнитные потоки постоянного магнита и магнитный поток, проходящий через магнитопровод (шунт) электромагнитной части системы возбуждения

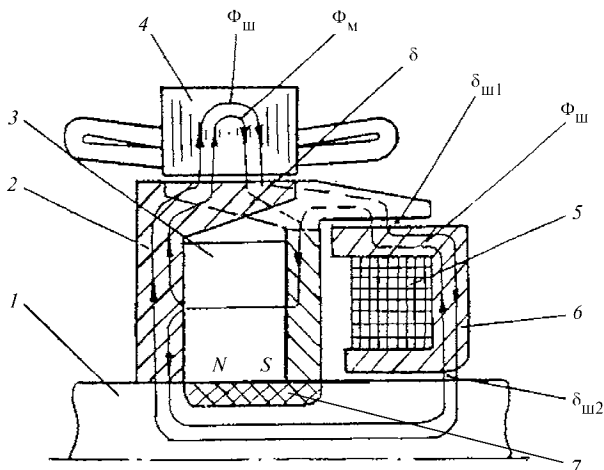


Рис. 1.27. Комбинированный генератор с когтеобразным ротором и активным валом:

1 — вал; 2 — полюсные шайбы с полюсами; 3 — магнит; 4 — якорь (статор); 5 — обмотка подмагничивания; 6 — скоба шунта; 7 — вставка из немагнитного материала; δ — рабочий зазор; $\delta_{ш1}$ и $\delta_{ш2}$ — воздушные зазоры в цепи шунта

нения с вращающимся индуктором и питанием обмотки возбуждения от возбудителя — электрической машины переменного тока также классического исполнения, но с вращающимся многофазным якорем, закрепленным на одном валу с индуктором основного генератора и электрически связанным с обмоткой возбуждения через закрепленные на нем выпрямительные устройства. Построенные по такой конструктивной схеме бесконтактные генераторы (генераторы с вращающимися выпрямителями) имеют более высокие по сравнению с другими вариантами построения их магнитных систем массогабаритные показатели и высокое качество электроэнергии как в установившихся, так и в переходных процессах.

Для повышения надежности процесса самовозбуждения генераторов и времени выхода их на номинальный режим в конструкцию бесконтактных генераторов введен дополнительный генератор небольшой мощности с возбуждением от постоянных магнитов [11], расположенный на общем валу с вращающимися элементами конструкции основного генератора и возбудителя. Трехфазная обмотка подвозбу-

дителя, расположенная на статоре якоря, питает обмотку возбуждения возбудителя через регулятор напряжения и электрические цепи измерительных элементов и фильтров в системах защиты. Для уменьшения массы подвозбудителя и подключенных к нему устройств число пар полюсов в нем выбрано из условия получения частоты тока $f = 800$ Гц. Для улучшения массогабаритных показателей в рассматриваемых генераторах используются наиболее эффективные из доступных и целесообразных для каждой области их конкретного применения систем охлаждения: самовентиляция, продув, масляная, жидкоиспарительная и т.п. [12].

Бесконтактные генераторы в двух- и трехмашинном исполнении изготавливают на мощности от 8 до 150 кВт.

Генераторы промышленного применения ($n = 1500$ мин⁻¹, мощность 250—1675 кВт·А) имеют удельную массу (без выпрямителя) 4,6—3,45 кг/(кВт·А). У тяговых вентильных генераторов для питания приводных колес тепловозов, грузовых автомобилей, автосамосвалов большой мощности ($n = 4000 \div 6000$ мин⁻¹, мощность 160—180 кВт·А) этот показатель составляет 4,25—2,56 кг/кВт. При использовании их в авиационных энергосистемах (охлаждение — продув, $n = 8000$ мин⁻¹, мощность 30—120 кВт·А) получена удельная масса (без выпрямителя) 1,2—0,7 кг/(кВт·А).

Применение распылительного масляного или испарительного охлаждения может существенно улучшить эти показатели — до 0,3 кг/(кВт·А).

По данной конструктивной схеме разработана серия вентильных генераторов для мобильных объектов:

Мощность, кВт	7,5—30
Частота вращения, соответствующая номинальной мощности, мин ⁻¹	3000—3400
Удельная масса (масляное охлаждение), кг/кВт	3,67—1,74

К недостаткам рассмотренных бесконтактных генераторов следует отнести:

- сложность конструкции и высокую стоимость;
- низкий температурный предел (ограничиваемый вращающимися вентилями);

• сравнительно невысокую (не более 13 000 мин⁻¹) частоту вращения из-за вращающихся обмоток и выпрямителей (при повышенных частотах вращения может произойти разрушение изоляции проводников вследствие большого центробежного ускорения и разбалансировка ротора).

Контрольные вопросы и задания

1. Перечислить особенности построения магнитных систем пульсационных электрических машин и обусловленные ими особенности определения размеров магнитопровода.
2. Какие признаки конструкции электромашинных преобразователей приняты за основу при их классификации?
3. Сформулировать критерий оценки эффективности использования магнитной энергии элементов системы возбуждения и произвести сравнительную оценку по этому критерию индукторов пульсационных и альтернативных электрических машин, а также машин с радиальным и осевым потоком.
4. Какие классификационные группы электрических машин наиболее пригодны для выполнения на высокие частоты вращения?
5. Какие классификационные группы электрических машин (альтернативные или пульсационные) в большей степени пригодны для выполнения на повышенные частоты тока?
6. Произвести качественный анализ регулировочных свойств электрических машин с электромагнитным возбуждением, возбуждением от постоянных магнитов и комбинированным возбуждением.
7. Какова принципиальная разница в построении магнитных систем одноименно-полюсных и разноименно-полюсных индукторных машин? Какие из этих машин наиболее пригодны для выполнения на повышенные частоты тока?
8. Чем объяснить применение в качестве источников электроэнергии в системах электроснабжения тракторов преимущественно индукторных генераторов комбинированного возбуждения? Какие функции выполняют в них постоянные магниты?
9. Какие конструктивные схемы электрических машин используются в системах электроснабжения энергоемких автономных объектов?

РАСЧЕТНЫЕ СООТНОШЕНИЯ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ РАЗМЕРОВ МАГНИТНОЙ ЦЕПИ ЭЛЕКТРОМАШИННЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЭНЕРГИИ

2.1. Расчетные соотношения для определения главных размеров электромашинных преобразователей энергии

Определение «расчетные соотношения» применительно к приведенным в этой и последующих главах пособия соотношениям (уравнениям, аналитическим выражениям, эмпирическим зависимостям) указывают не только на их предназначение (использование при расчетах), но и на приближенный характер воспроизводимых большинством из них зависимостей между электромагнитными и конструктивными параметрами преобразователей и размерами их магнитной цепи.

Многие из приведенных зависимостей определяют взаимосвязь искомого параметра или размеров от одного, двух или несколько большего числа параметров, исключая при этом зависимость его от других параметров, не менее значимых с точки зрения влияния на него. Описанная картина состояния расчетной базы, предназначенной для выполнения проектных расчетов ЭМП, характерна не только для преобразователей, рассматриваемых в данном пособии. Она характеризует общее состояние проектных расчетов всех без исключения ЭМП.

В данной главе делается попытка пополнить методики расчета преобразователей дополнительными соотношениями, которые в совокупности с имеющимися и уже используемыми при расчетах уравнениями несколько расширяют и уточняют имеющиеся представления о взаимосвязях между параметрами в различных типах преобразователей и влиянии их на размеры последних и обеспечивают возможность получения более достоверных конечных результатов проектных расчетов, максимально близких к итоговым результатам, полученным на стадии поверочных расчетов.

К категории главных размеров ЭМП относят диаметр расточки D и длину активной части пакета якоря l_j , так как, зная их значения и значения электромагнитных нагрузок (линейной нагрузки A и максимальных значений магнитной индукции в воздушном зазоре B_δ или в зубцах статора B_{zc}), не представляет затруднений определить все основные размеры магнитопровода, пазов под обмотки якоря, обмоточные данные и габаритные размеры активной части ЭМП в целом. К этой же категории размеров относят и длину рабочих воздушных зазоров δ . Объясняется это тем, что, несмотря на значительно меньшие (в сотни раз) по сравнению с D и l_j размеры, влияние δ на размеры и электромагнитные параметры ЭМП соизмеримы с влиянием на них D и l_j . Изменение δ значительно сказывается на МДС системы возбуждения, а вследствие этого на размерах индуктора, преобразователей, на значениях индуктивностей их обмоток, что приводит к существенной зависимости от δ рабочих характеристик.

Существуют два подхода к определению главных размеров ЭМП. Один из них предусматривает определение их, исходя из действующего значения электромагнитной мощности проектируемого преобразователя S_n , а второй — из первой ее гармонической S_{n1} .

Наиболее удобным, позволяющим достаточно просто представить взаимосвязи между электрическими и магнитными параметрами преобразователей в виде относительно простых аналитических выражений и векторных диаграмм, является метод расчета их по первым гармоническим токам, магнитных потоков ЭДС и напряжений. Именно поэтому этот метод расчета лежит в основе практически всех существующих методик расчета ЭМП. Применение его оправдано также тем, что, во-первых, на стадии проектирования формируется первый, подлежащий дальнейшей доработке расчетно-графический образ проектируемого преобразователя в виде совокупности цифровых данных и графических зависимостей, определяющих его размеры и геометрию магнитной системы, а также обмоточные и другие данные. Во-вторых, в процессе проектирования преобразователя реализуются все возможные мероприятия по обеспечению высокого качества его выходных параметров и характеристик. А это напрямую связано с устранением из кривых изменения электрических и магнитных параметров высших гармонических, т.е. с обеспечением синусоидальных законов их изменения.

Погрешность определения действующего значения электромагнитной мощности по первым гармоническим ЭДС и тока для ЭМП, работающих в системах электроснабжения и электропривода автономных объектов, невелика из-за жестких требований к качеству преобразованной ими энергии. Для авиационных генераторов, например, коэффициент несинусоидальности напряжения не превышает 8 %.

Отличия в методике выводов и в структуре соотношений для разных типов преобразователей усложняют процесс их проектирования из-за использования при определении главных размеров не одной, а нескольких формул, справедливых для определенных групп однотипных, аналогичных по устройству машин и затрудняют сопоставление показателей и характеристик ЭМП различных конструкций и модификаций.

Наибольшие затруднения возникают при определении главных размеров индукторных машин. Обусловлено это тем, что расчетные соотношения, связывающие главные размеры ЭМП «классического» исполнения (альтернативных) с их конструктивными и электромагнитными параметрами, для индукторных машин оказываются непригодными в связи с тем, что не учитывают постоянную составляющую в кривой распределения магнитной индукции в воздушном зазоре. Кроме того, определение главных размеров индукторных машин усложняется тем, что большинство используемых при их проектировании соотношений получены без учета влияния нагрузки на переменную составляющую магнитного потока в зубцах статора [13—15]. Это приводит к ошибкам при определении размеров магнитной цепи проектируемых машин и их электромагнитных параметров.

Отмеченные недостатки расчетных соотношений могут быть устранены, если при их выводе ориентироваться на индукторные машины, которые из-за наличия постоянной составляющей магнитной индукции в воздушном зазоре являются более общим представителем класса синхронных электрических машин по сравнению с любой другой их классификационной группой. Получение единого для всех модификаций синхронных машин расчетного соотношения вызывает затруднение вследствие того, что для исследования электромагнитных процессов и определения взаимосвязей между электромагнитными параметрами некоторых конструктивных исполнений индукторных машин (машин с явно выраженным зубчатым строением ротора и статора) лишь условно применим метод вращающихся полей. Эти затруднения можно устранить, если выводить формулы

отдельно для машин с гладким и зубчатым по расточке статором и на основе полученных соотношений скомпоновать обобщенную для всех типов электрических машин формулу.

Ниже дан вывод соотношений, позволяющих выполнять расчеты электрических машин как по первым гармоническим составляющим токов, магнитных потоков, ЭДС и напряжений, так и по их действующим значениям.

2.1.1. Расчетные соотношения для определения размеров расточки якоря индукторных машин

Индукторные машины изготавливают с распределенными по пазам секциями обмотки якоря и в виде охватывающих зубцы статора катушек (сосредоточенных обмоток).

Распределенными называют обмотки якоря, состоящие из секций, лобовые части которых перекрывают друг друга. Обмотки выполняют с полным или с укороченным шагом y ($y \leq \tau$).

Учет магнитного поля при определении размеров расточки якоря. Коэффициенты магнитного поля

При выводе расчетных соотношений для определения размеров электрических машин принимают следующие допущения: магнитное поле в машине является плоскопараллельным; качественные и количественные характеристики магнитного поля в воздушном зазоре достаточно полно отражает кривая распределения вдоль расточки якоря нормальной составляющей магнитной индукции $B_\delta(x)$ (рис. 2.1). Форма этой кривой зависит от геометрии полюсной системы и воздушного зазора, характера и значения нагрузки.

При электромагнитных расчетах используются следующие параметры кривой $B_\delta(x)$:

1. Коэффициент формы поля возбуждения k_f , равный отношению амплитуды первой гармонической магнитной индукции в зазоре $B_{\delta 1}$ к магнитной индукции на оси полюса $B_{\delta \max}$:

$$k_f = B_{\delta 1} / B_{\delta \max}. \quad (2.1)$$

2. Коэффициент использования магнитного потока $k_{ис1}$, равный отношению амплитуды первой гармонической магнитного потока, сцепленного с витками обмотки якоря при полном (диаметральном)

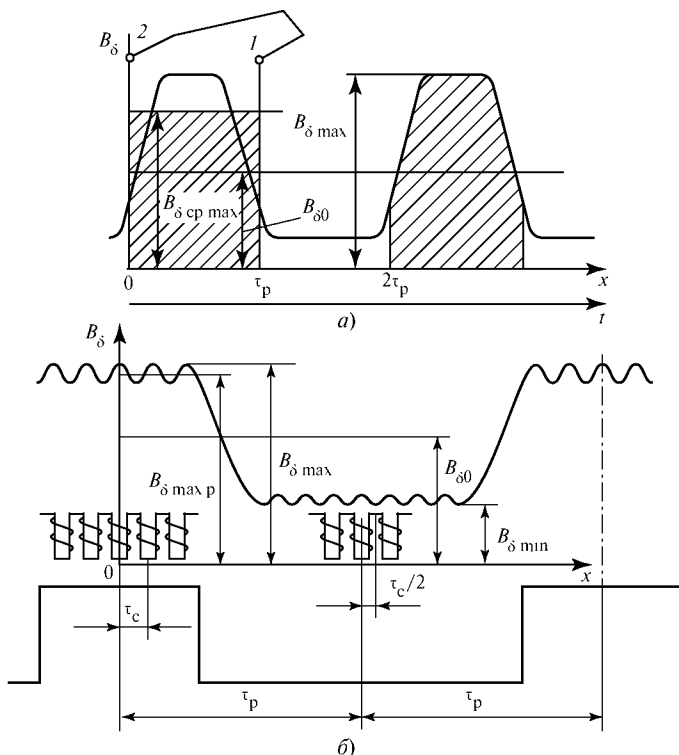


Рис. 2.1. Кривые распределения магнитной индукции в воздушном зазоре индукторной машины:

a — при гладкой поверхности расточки якоря; *б* — при зубчатой поверхности расточки якоря; 1, 2 — проводники секции обмотки якоря

ее шаге, $\Phi_{C1} = \Phi_{\delta 1}$ к максимальному потоку на длине полюсного деления ротора $\Phi_{\delta \max} = \Phi_{C \max}$, и коэффициент использования, характеризующий глубину модуляции этого потока $k_{ис}$:

$$k_{ис1} = \Phi_{C1} / \Phi_{C \max} = \Phi_{\delta 1} / \Phi_{\delta \max};$$

$$k_{ис} = (\Phi_{C \max} - \Phi_{C \min}) / (2\Phi_{C \max}), \quad (2.2)$$

где $\Phi_{C \min}$ — минимальное значение потокосцепления витков обмотки (магнитного потока на длине полюсного деления ротора $\Phi_{\delta \min}$);

$$\Phi_{\delta \max} = B_{\delta \text{ ср max}} \tau l_i = B_{\delta \max} \alpha_i \tau l_i; \quad (2.3)$$

$$\Phi_{\delta 1} = B_{\delta \text{ ср 1}} \tau l_i = \frac{2}{\pi} B_{\delta 1} \tau l_i, \quad (2.4)$$

где $B_{\delta \text{ ср max}}$, $B_{\delta \text{ ср 1}}$, $B_{\delta 1}$ — средние значения магнитной индукции на длине полюсного деления над зубцом ротора индукторной машины и первой гармонической кривой $B_{\delta}(x)$ и амплитуда этой гармонической; $B_{\delta \max}$ — максимальное значение магнитной индукции кривой $B_{\delta}(x)$.

3. Коэффициент формы потока возбуждения k_{Φ} , равный отношению полного магнитного потока на длине полюсного деления $\Phi_{\delta \max}$ к первой гармонической потока, сцепленного с секциями обмотки якоря при выполнении ее с полным шагом $\Phi_{\delta 1}$,

$$k_{\Phi} = \Phi_{\delta \max} / \Phi_{\delta 1} = 1 / k_{\text{ис 1}}. \quad (2.5)$$

4. Расчетный коэффициент полюсного перекрытия

$$\alpha_i = B_{\delta \text{ ср max}} / B_{\delta \max}. \quad (2.6)$$

5. Коэффициент формы индукции k_B , равный отношению действующего значения первой гармонической кривой $B_{\delta}(x)$ к среднему значению магнитной индукции в зазоре $B_{\delta \text{ ср max}}$,

$$k_B = B_{\delta 1} / B_{\delta \text{ ср max}}.$$

6. Коэффициенты формы кривой ЭДС по первой ее гармонической $k_{\Phi E_1}$, равный отношению действующего значения первой гармонической ЭДС E_1 к среднему ее значению $E_{\text{ср}}$, и по действующему значению этой гармонической $k'_{\Phi E}$:

$$k_{\Phi E_1} = E_1 / E_{\text{ср}}; \quad k'_{\Phi E} = E / E_{\text{ср}}; \quad (2.7)$$

$$E = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} E_n^2} = E_1 / k_{\text{н.и}}; \quad k_{\text{н.и}} = E_1 / E, \quad (2.8)$$

$k_{\text{н.и}}$ коэффициент нелинейных искажений (его значения в номинальном режиме находятся в диапазоне 0,94 — 0,98);

$$E_1 = 4k_{\phi E-1}fw_f\Phi_{\delta 1} = 4k_{\phi E-1}fw_f\alpha_{i-1}B_{\delta 1}\tau_p l_i k_{o1}; \quad (2.9)$$

$$k_{\phi E-1} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \approx 1,11; \quad \alpha_{i-1} = \frac{2}{\pi}, \quad (2.10)$$

где $k_{\phi E-1}$, α_{i-1} — значения коэффициента формы кривой $k_{\phi E1}$ и расчетного коэффициента полюсного перекрытия α_i при синусоидальном изменении переменной составляющей кривой $B_{\delta}(x)$ и отсутствии в этой кривой постоянной составляющей; k_{o1} — обмоточный коэффициент (при диаметральном шаге обмотки якоря $k_{o1} = 1$).

Среднее значение ЭДС, индуцируемой в фазе обмотки якоря, выполненной с полным шагом $y = \tau$, при перемещении относительно ее проводников магнитного поля, кривая распределения магнитной индукции которого содержит постоянную составляющую и произвольной формы переменную составляющую, можно определить из выражения

$$E_{\phi \text{ ср}} = \frac{2}{T}w_{\phi} \int_0^{T/2} E_B(t); \quad E_B(t) = E_1(t) - E_2(t) = \\ = vl_i [B_{\delta_1}(t) - B_{\delta_2}(t)], \quad (2.11)$$

где $T = 1/f$ — период изменения ЭДС (f — частота ЭДС); w_{ϕ} — число последовательно соединенных витков в фазе одного пакета; $E_B(t)$ — зависимость индуцируемой в витке ЭДС от времени; $E_1(t)$, $E_2(t)$ — ЭДС, индуцируемые в проводниках 1 и 2, принадлежащих одному и тому же витку фазы (рис. 2.2); l_i — расчетная длина пакета статора; v — скорость перемещения кривой распределения магнитной индукции в воздушном зазоре вдоль расточки статора;

$$v = \pi Dn/60 = 2\tau_p f, \quad (2.12)$$

$B_{\delta_1}(t)$, $B_{\delta_2}(t)$ — зависимости магнитной индукции от времени в местах расположения проводников 1 и 2; D — диаметр расточки якоря; n — частота вращения ротора; τ_p — полюсное деление ротора,

$$\tau_p = \pi D / (2Z_p). \quad (2.13)$$

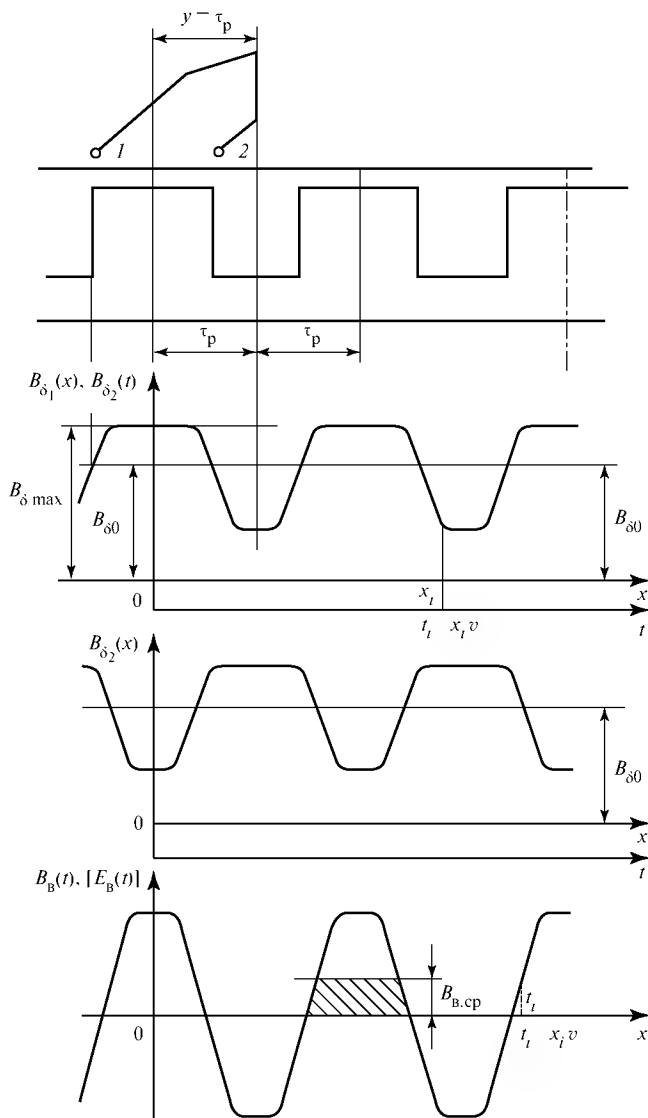


Рис. 2.2. Кривые изменения во времени магнитной индукции в воздушном зазоре в местах размещения проводников 1 и 2 $[B_{\delta 1}(t)$ и $B_{\delta 2}(t)]$ и кривая изменения во времени ЭДС витка

Форма кривых $B_{\delta_1}(t)$ и $B_{\delta_2}(t)$ идентична форме кривой $B_{\delta}(x)$.

Для их построения достаточно заменить ось x осью t , присвоив каждой i -й точке оси x значение $t_i = x_i/v$, и сдвинуть полученную таким образом кривую $B_{\delta}(x)$ вдоль оси t на расстояния, равные времени перемещения оси ординат кривой $B_{\delta}(x)$ от места, занимаемого этой осью в момент начала отсчета времени, до мест размещения проводников 1 и 2. Указанным способом построены кривые $B_{\delta_1}(t)$ и $B_{\delta_2}(t)$ (см. рис. 2.2). За начало отсчета времени принят момент, когда ось ординат кривой $B_{\delta}(x)$ проходит через проводник 1. При таком условии зависимость $B_{\delta_1}(t)$ повторяет в координатных осях $[B_{\delta}; t]$ кривую $B_{\delta}(x)$, а кривая $B_{\delta_2}(t)$ смещена относительно $B_{\delta_1}(t)$ вдоль оси времени на расстояние $T/2$ при полном шаге обмотки якоря.

Таким образом, при полном шаге обмотки якоря

$$B_{\delta_2}(t) = B_{\delta_1}(t - T/2). \quad (2.14)$$

В связи с этим

$$E_B(t) = 2f\tau_p l_i [B_{\delta_1}(t) - B_{\delta_2}(t)] = 4f\tau_p l_i B_B(t). \quad (2.15)$$

Приведенные зависимости и кривая (рис. 2.2) свидетельствуют о том, что индуцируемую в витках обмотки якоря индукторных машин ЭДС можно рассматривать как результат перемещения вдоль точки статора некоторой не содержащей постоянной составляющей кривой

$$B_B(x) = 0,5 [B_{\delta_1}(x) - B_{\delta_2}(x)]. \quad (2.16)$$

Форма этой кривой, так же как и форма кривой $B_B(t)$, отличается от формы переменной составляющей кривой $B_{\delta}(x)$. Ее максимальное, среднее и действующее значения однозначно связаны с одноименными значениями кривых $B_{\delta}(x)$ и $B_{\delta}(t)$.

Так, среднее значение индукции (см. рис. 2.2) можно определить:

$$B_{\text{в.ср}} = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} 0,5 [B_{\delta_1}(t) - B_{\delta_2}(t)] dt =$$

$$= \frac{2}{\tau_p} \int_0^{\tau_p/2} 0,5 [B_{\delta_1}(t) - B_{\delta_2}(t)] dx = 0,5 (B_{\delta \text{ ср max}} - B_{\delta \text{ ср min}}). \quad (2.17)$$

Умножив числитель и знаменатель (2.14) на $\tau_p l_i$, получим

$$B_{\text{в.ср}} = 0,5 (\Phi_{\text{C max}} - \Phi_{\text{C min}}) / (\tau_p l_i), \quad (2.18)$$

где $\Phi_{\text{C max}}$, $\Phi_{\text{C min}}$ — максимальное и минимальные значения магнитных потоков, сцепленных с витками (секциями) обмотки якоря (максимальное и минимальное значения этих потоков на длине зубцового деления ротора);

$$\Phi_{\text{C max}} = \Phi_{\delta \text{ max}} = B_{\delta \text{ ср max}} \tau l_i; \quad \Phi_{\text{C min}} = B_{\delta \text{ ср min}} \tau l_i, \quad (2.19)$$

$B_{\delta \text{ ср min}}$ — среднее значение магнитной индукции над впадиной ротора (см. рис. 2.1, а)

Обозначив

$$B_{\text{в.ср}} / B_{\delta \text{ ср max}} = k_{\text{ис}}, \quad (2.20)$$

получим следующее выражение для определения среднего значения ЭДС

$$E_{\text{ср}} = 4 w_f f \Phi_{\text{C max}} k_{\text{ис}}, \quad (2.21)$$

где

$$\Phi_{\text{C max}} = B_{\delta \text{ ср max}} \tau l_i = B_{\delta \text{ max}} \alpha_i \tau l_i. \quad (2.22)$$

Значение магнитной индукции, равное $B_{\delta \text{ max}}$, принимается за расчетное при определении размеров расточки якоря индукторных машин.

По физическому смыслу коэффициент α_i аналогичен используемому при проектировании альтернативных электрических машин расчетному коэффициенту полюсного перекрытия. Коэффициент использования магнитного потока $k_{\text{ис}}$ согласно (2.18) — (2.20) определяется из выражения (2.2).

Коэффициенты k_f , k_Φ , k_B и α_i характеризуют форму одной и той же кривой, поэтому значения каждого из них могут быть вычислены по известным значениям других коэффициентов:

$$\alpha_i = \frac{2}{\pi} k_f k_\Phi; \quad (2.23)$$

$$\left. \begin{aligned} k_{\Phi E1} &= \frac{k_{\Phi E} 1}{k_{ис} k_\Phi} = k_{\Phi E1} / k_{ис}; \\ k_{\Phi E1} &= k_{\Phi E} 1 k_{ис1}; \\ k'_{\Phi E} &= \frac{k_{\Phi E} 1}{k_{ис} k_\Phi k_{н.и}} = \frac{k_{\Phi E1}}{k_{н.и}}. \end{aligned} \right\} \quad (2.24)$$

$$k_B = k_{\Phi E} 1 / k_\Phi = k_{\Phi E} 1 k_{ис1}. \quad (2.25)$$

Приведенные соотношения справедливы для всех типов синхронных электрических машин с той только разницей, что в альтернативных электрических машинах $k_{ис} = 1$, $k_{ис1} = 1/k_\Phi$. На рис. 2.3, а, б показаны кривые изменения коэффициентов k_f , k_B , k_Φ и α_i в этих

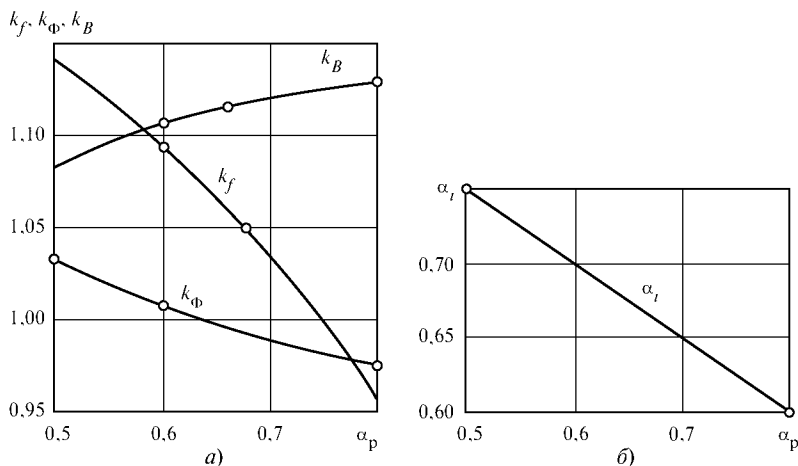


Рис. 2.3. К определению коэффициентов магнитного поля [16]

машинах в зависимости от конструктивного коэффициента полюсного перекрытия α_p , равного отношению ширины полюса по его расточке к полюсному делению, $\alpha_p = \pi D / 2p$ [16].

Расчетное соотношение для определения размеров расточки якоря индукторных машин с гладким якорем и распределенными обмотками

Зависимость размеров расточки якоря от электромагнитных и конструктивных параметров электрических машин при определении их электромагнитной мощности по первым гармоническим можно получить из выражения

$$S_{\gamma 1} = m I E_1 = m I k_{\phi E_1} E_{cp}, \quad (2.26)$$

где $S_{\gamma 1}$ — электромагнитная мощность на один пакет машины.

Подставив в (2.26) выражения (2.9), (2.21) и (2.23) и обозначив

$$\frac{2m I w_{\phi}}{\pi D} = A, \quad (2.27)$$

получим

$$D^2 l_i = \frac{6,1 S_{\gamma 1}}{A B_{\delta \max} n \alpha_i k_{\phi E_1} k_{ис1} k_{ол}}. \quad (2.28)$$

При определении размеров расточки якоря, исходя из действующего значения электромагнитной мощности, получим

$$D^2 l_i = \frac{6,1 S_{\gamma}}{A B_{\delta \max} n \alpha_i k'_{\phi E} k_{ис} k_o}, \quad (2.29)$$

где $k_{ол}$ и k_o — обмоточные коэффициенты, учитывающие уменьшение соответственно действующего значения ЭДС фазы и первой ее гармонической вследствие укорочения шага обмотки, распределения ее по пазам и скоса зубцов (см. гл. 3).

Индукторные машины с гладким по расточке якорем и сосредоточенными обмотками

Обмотки якоря генераторов не всегда формируются из распределенных по пазам секций, имеющих диаметральный или близкий к нему шаг. В индукторных машинах, используемых в автономных сис-

темах электроснабжения (автомобилей, тракторов и других транспортных средств), применяются обмотки, состоящие из отдельных катушек (секций), каждая из которых охватывает один зубец (сосредоточенные обмотки) [17–19]. Для определения главных размеров машин с сосредоточенными обмотками исходя из первых гармонических электромагнитных параметров машины получено такое же аналитическое выражение, как и для машин с распределенными обмотками (2.28). Разница в указанных выражениях состоит только в значениях обмоточного коэффициента. Применительно к машинам с сосредоточенными обмотками этот коэффициент определяется из выражения

$$k_{o1} = k_y = \sin\left(\frac{\pi}{2}\tau_c^*\right), \quad (2.30)$$

где k_y — коэффициент укорочения секций обмотки; τ_c , τ_p — полюсные деления статора и ротора,

$$\tau_c = \pi D / Z_c; \quad \tau_p = \pi D / 2Z_p. \quad (2.31)$$

При выводе (2.30) кроме (2.26) использованы следующие зависимости:

$$\begin{aligned} \Phi_{zc1} = \Phi_{\tau c1} &= l_i \int_{\tau_c/2}^{\tau_c/2} B_{\delta1} \cos\left(\frac{\pi}{\tau_p}x\right) dx = \\ &= \frac{2}{\pi} B_{\delta1} \tau_p l_i \sin\left(\frac{\pi \tau_c}{2 \tau_p}\right) = \Phi_{\delta1} k_y = \Phi_{\delta \max} k_{ис1} k_y; \end{aligned} \quad (2.32)$$

$$\begin{aligned} E &= 4k_{\phi E} f w_{\phi} \Phi_{zc1} = \\ &= 4k_{\phi E} f w_{\phi} B_{\delta \max} a_i \tau l_i k_{ис1} k_y, \end{aligned} \quad (2.33)$$

где Φ_{zc1} , $\Phi_{\tau c1}$ — амплитудные значения первых гармонических магнитных потоков в зубцах статора и на длине его полюсного деления.

С учетом (2.32) соотношение между первой гармонической магнитного потока в зубцах статора Φ_{zc1} и максимальным его значением в каждом из зубцов статора $\Phi_{zc \max}$ определяется выражением

$$k_{ис_z} = \Phi_{zc1} / \Phi_{zc \max} = \frac{2}{\pi} \frac{k_f k_y}{\tau_c^*}; \quad (2.34)$$

где $\Phi_{zc \max} = B_{\delta \max} \tau_c l_i$.

Символом $k_{ис_z}$ в (2.34) обозначен коэффициент использования магнитного потока в зубцах статора индукторной машины при размещении секций (катушек) обмотки якоря на зубцах.

Электромашинные преобразователи, работающие в автономных системах электроснабжения, выполняются с полужакрытыми, полуоткрытыми и полностью открытыми пазами. В связи с этим кривая распределения магнитной индукции в воздушном зазоре в верхней своей части приобретает зубчатую форму (см. рис. 2.1, б). Это приводит к уменьшению магнитных потоков на длинах полюсных делений статора и ротора и магнитных потоков в зубцах статора. Среднее значение магнитной индукции уменьшается в k_δ раз, а D^2l_i , если принять за расчетное значение магнитной индукции в зазоре максимальное значение ее на оси зубца статора $B_{\delta \max}$, будет меньше требуемых для обеспечения заданной мощности в k_δ раз,

$$k_\delta = \Lambda_{C \max H} / \Lambda_{C \max P},$$

где $\Lambda_{C \max P}$, $\Lambda_{C \max H}$ — максимальные значения магнитной проводимости на длине зубцового деления статора при равномерном зазоре и максимальное ее значение при неравномерном зазоре, обусловленном раскрытием пазов.

При указанном выборе расчетного значения магнитной индукции в воздушном зазоре сталь зубцов якоря оказывается недоиспользованной по магнитным нагрузкам по сравнению с преобразователями с гладким якорем, а вычисленные по (2.28) и (2.29) значения D^2l_i больше, чем у последних. Для обеспечения того же уровня магнитных нагрузок стали магнитопровода якоря, как и у машин с гладким якорем, расчетное значение индукции в машинах с неравномерным зазором, обусловленным зубчатым строением якоря, принимается таким же, как у машин с гладким якорем, т.е. $B_{\delta \max p} = B_{\delta \max}$ (см. рис. 2.1, б). В практике проектирования электрических машин принятые при определении размеров расточки якоря значения магнитной индукции $B_{\delta \max}$ и $B_{\delta \max p}$ обозначают символом B без индексов. При этом следует иметь в виду, что, во-первых, максимальное значение магнитной индукции под серединой зубца возрастает в k_δ раз и, во-вторых, для обеспечения такого значения магнитной индукции тре-

буется большая в k_8 раз МДС элементов системы возбуждения, приложенная к воздушному зазору, и, следовательно, большая суммарная их МДС, и соответственно большие их размеры.

Вопросы, связанные с определением значений коэффициента k_8 , изложены в гл. 3.

Индукторные машины с явно выраженным зубчатым строением статора

В таких генераторах число зубцов статора на полюс и фазу q ,

$$q = Z_c / (2mZ_p), \quad (2.35)$$

дробное (меньше единицы). Расстояние по расточке между обращенными друг к другу поверхностями зубцов статора (ширина впадин статора) в ряде случаев заметно превосходит ширину зубцов ротора. Ширина зубцов статора выполняется равной или близкой к ширине зубцов ротора. При проектировании таких генераторов использовать кривую распределения магнитной индукции в воздушном зазоре $B_\delta(x)$ (имеется в виду начальная стадия проектирования) нельзя, так как эта кривая в условиях явно выраженной зубчатости активных поверхностей ротора и статора неоднозначна во времени и в пространстве. Ординаты ее меняются не только в зависимости от положения точки на расточке ротора, но и от угла его поворота. Зависят они также от характера и значения нагрузки.

Взаимосвязи между размерами магнитной цепи и электромагнитными параметрами таких генераторов определяются с помощью метода эквивалентных схем замещения (разновидность метода пульсирующих полей). Этот метод предполагает замену распределенного в воздушном зазоре магнитного поля совокупностью эквивалентных ему с точки зрения конечного результата расчета потокоцеплений обмоток якоря пульсирующих магнитных полей, сосредоточенных в пределах зубцовых делений статора [17].

Одна из основных расчетных кривых в методе пульсирующих полей — кривая изменения воздушного зазора на длине зубцового деления статора $\lambda_c(t)$ или $\lambda_c(\omega t)$. За расчетное значение индукции при проектировании генераторов принимается максимально допустимая индукция в стали зубцов статора B_{zc} . Использовать в качестве расчетного значения максимальную индукцию в воздушном зазоре неце-

лесообразно, так как отсутствует однозначная связь последней с максимальным потоком в зубцах.

При выводе аналитического выражения для определения размеров расточки якоря индукторных машин с явно выраженным зубчатым строением якоря дополняющие исходное уравнение (2.26) зависимости имеют следующий вид:

$$E_1 = 4k_{\Phi E1} f w_{\Phi} \Phi_{zc \max} k_{ис1}; \quad (2.36)$$

$$\Phi_{zc \max} = B_{zc} k_{3,c} b_{zc} l_i = B_{zc} k_{3,c} \alpha_c \tau_c l_i; \quad (2.37)$$

$$b_{zc} = \alpha_c \tau_c; \quad \chi = \alpha_c \tau_c^* / \alpha_p = b_{zc} / b_{zp}, \quad (2.38)$$

где B_{zc} — максимальное (расчетное) значение магнитной индукции в зубцах статора; $k_{3,c}$ — коэффициент заполнения пакета статора сталью; b_{zc} — ширина зубцов статора; $\alpha_c = b_{zc} / \tau_c$ — коэффициент полюсного перекрытия статора; $\alpha_p = b_{zp} / \tau_p$ — коэффициент полюсного перекрытия ротора; b_{zp} — ширина зубцов ротора.

Коэффициент α_c показывает, какая часть поверхности расточки статора занята зубцами, в связи с чем его можно назвать также коэффициентом использования расточки статора. С учетом приведенных зависимостей

$$D^2 l_i = \frac{6,1 S_{\gamma 1}}{A B_{zc} k_{3,c} n \alpha_p \chi k_{\Phi E1} k_{ис1}}. \quad (2.39)$$

В практике проектирования индукторных машин часто используется (2.39) в другом виде. Подставив в (2.39) вместо коэффициентов α_p , $k_{\Phi E1}$ и числового коэффициента 6,1 выражения

$$\alpha_p = 2\alpha_z; \quad k_{\Phi E1} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}}; \quad 6,1 = \frac{60}{\pi^2}$$

и умножив обе части (2.38) на $\pi/4$, получим:

$$V_p = \frac{15\sqrt{2}}{\pi^2} \frac{S_{\gamma 1}}{A B_{zc} k_{3,c} n \alpha_z \chi k_{ис1}}. \quad (2.40)$$

При оптимизационных расчетах удобно пользоваться (2.40) в виде

$$\bar{V}_p = \frac{15\sqrt{2}}{\pi^2} \frac{k_E}{AB_{zc}k_{ic}k_{o1}\alpha_z n}, \quad (2.41)$$

где $\bar{V}_p$ — удельный объем активной части ротора,

$$\bar{V}_p = \frac{V_p}{S_H};$$

$S_H = \frac{S_{\gamma 1}}{k_E}$ — мощность на нагрузке; k_E — коэффициент, учитывающий потери мощности в обмотках якоря.

Обобщенные расчетные соотношения

Сопоставив полученные соотношения для определения главных размеров рассмотренных типов альтернативных и индукторных машин, можно прийти к выводу о существовании единого для всех типов синхронных машин соотношения, которое с учетом принятых обозначений можно представить в виде

$$D^2 l_i = \frac{6,1 S_{\gamma 1}}{AB_p n \alpha_i k_{\phi E} k_{ic} k_{o1} \chi}. \quad (2.42)$$

Применительно к индукторным и альтернативным машинам с распределенными по пазам обмотками якоря $B_p = B_\delta$ ($B_\delta = B_{\delta \max}$), коэффициент χ в (2.42) следует принять равным единице. Коэффициенты использования магнитного потока определяются из (2.2).

При проектировании генераторов с сосредоточенными обмотками при гладкой поверхности расточки $\chi = 1$; $k_{o1} = k_y$, при зубчатой ее поверхности χ определяется из (2.38), а $B_p = B_{zc} k_{z.c}$.

В машинах постоянного тока коэффициенты k_{ic} , $k_{\phi E}$, $k_{\phi E-1}$, k_{o1} и χ равны единице, поэтому (2.42) имеет вид

$$D^2 l_i = \frac{6,1 P}{AB_{\delta \max} n \alpha_i}. \quad (2.43)$$

При определении размеров расточки якоря по действующему значению электромагнитной мощности в (2.39) вместо коэффициента формы кривой ЭДС $k_{\phi E1}$ надо подставлять значение коэффициента $k_{\phi E}$, определенное по (2.24).

Для определения значений диаметра и длины расточки при известном значении $D^2 l_i$ используется выражение

$$\lambda_i = D / l_i, \quad (2.44)$$

где λ_i — конструктивный коэффициент.

При применении каждого из приведенных соотношений для определения $D^2 l_i$ или объема $V = \frac{\pi D^2 l_i}{4}$ активной части ротора необходимо принимать во внимание, что эти соотношения:

- не раскрывают в явном виде зависимость $D^2 l_i$ от электромагнитных нагрузок A и B_δ , частоты вращения n , геометрии полюсной системы (она представлена в формулах коэффициентами α_i , α_p , α_z и $k_{\phi E1}$, а также коэффициентами $k_{ис}$ и $k_{ис1}$ и не позволяют поэтому определить $D^2 l_i$ без привлечения дополнительной информации в виде аналитических или графически представленных зависимостей, отражающих действительную картину изменения в функции перечисленных параметров электромагнитной мощности и всех перечисленных коэффициентов;

- допускают подстановку в них любых значений электромагнитных нагрузок и получение при этом конкретных результатов в связи с тем, что составлены они без учета тех ограничений на значения A и B_δ , которые накладывают условия обеспечения нормального теплового режима работы проектируемых преобразователей и условия размещения секций обмотки якоря в пазах, а также условия механической прочности вращающихся элементов конструкции роторов;

- не учитывают влияния соотношения между A и B_δ (A/B_δ) на положение точки номинального (расчетного) режима на рабочих характеристиках преобразователей и по этой причине не исключают возможности возникновения такой ситуации, при которой, например,

точка с координатами $[U_{\text{ном}}, I_{\text{ном}}]$ проектируемого генератора может не попасть на заранее запланированное для нее «место» на внешней характеристике (например, в точку максимальной мощности), а либо оказаться вблизи точки холостого хода или короткого замыкания, либо вообще не попасть на внешнюю характеристику и находиться внутри ограниченной этой характеристикой области или во внешней, расположенной выше этой характеристики области.

Необходимо учитывать также следующие факторы:

1. Указанные выше недостатки расчетных соотношений для определения $D^2 l_i$ не позволяют определить объем активной части ротора в полном соответствии с содержанием решаемых при проектировании конкретных ЭМП задач. Необходимы дополнительные уравнения взаимосвязи между входящими в эти соотношения параметрами, уравнения или конкретные данные, ограничивающие свободу выбора параметров (электромагнитных нагрузок, в частности) условиями обеспечения нормального теплового режима работы проектируемых преобразователей, условиями механической прочности и др. Необходимы также четкие рекомендации по выбору оптимальных значений параметров (электромагнитных нагрузок, коэффициентов, характеризующих геометрию полюсной системы и зубцово-пазовой зоны и т.п.) применительно к решению типовых задач оптимального проектирования, например задачи проектирования преобразователя на минимум удельной массы.

2. Проектные расчеты ЭМП производятся на основе математических моделей, построенных на ограниченном количестве неизвестных, в связи с чем недостающие для решения поставленных задач уравнения приходится компенсировать назначением некоторому количеству неизвестных численных значений, основываясь на данных уже выполненных преобразователей, близких к проектируемому преобразователю по назначению, устройству магнитной системы, условиям эксплуатации, а также по мощности и имеющих к тому же аналогичную систему охлаждения.

База данных для осуществления этой процедуры включает в себя экспериментальные данные, результаты теоретических и расчетных исследований, эмпирические зависимости. Придание параметрам, находящимся во взаимосвязи с другими параметрами проектируемых ЭМП, численных значений равносильно приданию им статуса независимых параметров.

3. В специальной литературе, посвященной вопросам проектирования электрических машин, совокупность параметров, значения которых находятся не в результате решения системы взаимосвязанных уравнений, а назначаются, называют *условно независимыми параметрами* или *условно независимыми переменными*. К категории условно независимых переменных (далее переменных) относят, как правило, электромагнитные нагрузки A и B_{δ} , плотности тока в обмотках якоря j_a и возбуждения j_v , коэффициенты, характеризующие геометрию полюсной системы, конструктивный коэффициент λ_i и др.

4. При выборе значений условно независимых переменных важно знать, что полученные на заключительной стадии результаты поверочных расчетов (при расчете рабочих характеристик и определении массогабаритных и энергетических показателей преобразователей) могут в полной мере соответствовать требованиям технического задания на проектирование только в том случае, когда в основное расчетное соотношение и другие уравнения, определяющие взаимосвязи между параметрами проектируемого преобразователя, подставляются те значения условно независимых переменных, которые имеют место в режиме работы преобразователя, принятом за расчетный режим. Речь идет, в частности, о выборе (определении) значений электромагнитной мощности по известному значению выходной мощности преобразователя, коэффициентов α_i , $k_{\phi E1}$, и $k_{ис1}$ и др. В соответствии с изложенным внутренняя ЭДС обмотки якоря E' и перечисленные коэффициенты должны определяться исходя из кривой распределения магнитной индукции в воздушном зазоре при работе преобразователя в номинальном режиме, т.е. при протекании по его обмоткам номинального тока.

5. На стадии проектного расчета преобразователей, предусматривающего определение размеров их магнитной цепи и обмоточные данные, предугадать форму кривой распределения магнитной индукции в воздушном зазоре вследствие сложного и неоднозначного проявления в них реакции якоря практически невозможно. В связи с этим определение независимых переменных проектируемых преобразователей производится, как правило, по кривой распределения магнитной индукции в воздушном зазоре при холостом ходе. При таком подходе к определению значений параметров предполагается, что влияние МДС обмотки якоря в проектируемом преобразователе

отсутствует или проявляется настолько слабо, что не вызывает заметной деформации кривой $B_\delta(x)$ и изменения значений, характеризующих ее форму коэффициентов (коэффициента α_i , в частности). Естественно, что все это приводит к ошибкам определения значений как самих условно независимых переменных, так и всех тех параметров и размеров магнитной цепи, которые от них зависят.

6. Только как приближенные следует рассматривать те соотношения и рекомендации по выбору условно независимых переменных, которые предоставляют возможность выбора численных их значений в функции одного или двух известных (полученных с помощью расчетов или заданных) параметров из множества других параметров, также оказывающих на них влияние (в некоторых случаях не меньшее).

7. Самый эффективный способ получения точных, соответствующих требованиям технического задания результатов расчетов состоит в пополнении используемой на стадии проектных расчетов математической модели дополнительными уравнениями, связывающими параметры проектируемых преобразователей. Крайне важно по возможности математически точно описать взаимосвязи, существующие между параметрами, входящими в расчетные соотношения, предназначенные для определения D^2l_i , и определить границы допустимых значений условно независимых переменных (таких их значений, которые могут быть реализованы по условиям нагрева, механической прочности и др.). Так, для повышения достоверности конечных результатов расчета объема активной части ротора, а следовательно, и преобразователя в целом желательно раскрыть в удобном для пользования в виде зависимости электромагнитной мощности $S_{\Sigma 1}$ преобразователей от мощности отдаваемой ими в приемники электрической (для генераторов) или механической (для электродвигателей) энергии (см. § 2.3), зависимости коэффициентов использования магнитного потока $k_{ис}$ и $k_{ис1}$ от электромагнитных нагрузок (см. гл. 4) и т.п.

2.1.2. Выбор длины и формы воздушного зазора

Длина и форма воздушного зазора оказывают существенное влияние на массогабаритные и энергетические показатели электромашинных преобразователей, а также на качество отдаваемой ими в сеть

или непосредственно приемникам энергии. Влияние это косвенно проявляется в изменении в функции длины и формы воздушного зазора структуры магнитного поля в нем, а также МДС элементов системы возбуждения

$$F_{0.в} = 2F_{\delta} + \sum \Delta F_{Fe, \delta} \pm \Delta F_a, \quad (2.45)$$

индуктивного сопротивления по продольной оси альтернативных и пульсационных машин [20]:

$$x_{ad}^* = k_d F_a / (k' F'_{\delta 0}) = C \frac{A\tau}{\delta k_{\delta}}; \quad (2.46)$$

$$C = 0,9 k_d k_{ad} / (1,6 k' k_{\delta} \cdot 10^4), \quad (2.47)$$

где τ — полюсное деление, и, как следствие, степени воздействия МДС якоря на основное поле в них. В электрических машинах постоянного тока изменение длины воздушного зазора существенно сказывается на проявлении в них поперечной реакции якоря [21, 22], которая при малых зазорах может не только «исказить» кривую распределения магнитной индукции в зазоре, но и привести к изменению полярности магнитного поля на определенной длине расточки полюсов (привести к опрокидыванию магнитного поля).

В (2.45) — (2.47) использованы следующие обозначения:

$F_{0.в}$ — МДС возбуждения на пару полюсов;

$F'_{\delta 0}$ — МДС, затрачиваемая на проведение магнитного потока через воздушный зазор при холостом ходе

$$F'_{\delta 0} = 1,6 B_{\delta 0} \delta k_{\delta}; \quad (2.48)$$

$\sum \Delta F_{Fe, \delta}$ — падение магнитного потенциала в стальных участках магнитопровода и паразитных воздушных зазорах;

ΔF_a — составляющая МДС возбуждения, компенсирующая изменение магнитного потока (индукции) в зазоре под действием реакции якоря;

x_{ad}^* — относительное значение синхронного индуктивного сопротивления по продольной оси генератора (для авиационных генераторов указывается в ТЗ на проектирование);

k_{ad} — коэффициент приведения МДС реакции якоря к МДС обмотки возбуждения по продольной оси:

$$k_{ad} = (\alpha_p \pi + \sin \alpha_p \pi) / [4 \sin (\alpha_p \pi / 2)]; \quad (2.49)$$

$k' = 1,04 \div 1,1$ — коэффициент, учитывающий увеличение магнитного напряжения воздушных зазоров вследствие наличия зазоров в стыках между полюсами сердечников и ярмом ротора;

$F_{am} = 0,9 m I_{ном} w_{\phi} k_{o1} / p$ — амплитуда первой гармонической МДС якоря;

$F'_{\delta 0} = 1,6 B_{\delta 0} \delta k_{\delta}$ — МДС воздушного зазора при холостом ходе.

Уменьшение воздушного зазора выгодно с точки зрения размеров индуктора и потерь в обмотке возбуждения всех без исключений электрических машин. В электрических машинах с пульсирующим потоком уменьшение δ приводит к тому же к повышению коэффициента использования магнитного потока и связанному с этим уменьшению размеров этих машин и их массы.

Однако уменьшение длины воздушного зазора негативно сказывается на рабочих характеристиках машин. В электрических генераторах переменного тока вследствие возрастания индуктивного сопротивления по продольной оси внешние характеристики приобретают при уменьшении зазора все более крутопадающий характер, что приводит к уменьшению перегрузочной способности генераторов ($k_{пер} = P_{\gamma, max} / P_{\gamma, ном} \approx 1/x_d$) и ухудшению условий для регулирования напряжения (к необходимости расширения диапазона регулирования тока возбуждения). Негативно сказывается уменьшение δ и на качестве вырабатываемой генераторами электроэнергии из-за ухудшения формы кривой магнитного поля в нем.

В целях исключения явления опрокидывания магнитного поля в машинах постоянного тока длина воздушного зазора в них не должна быть меньше [22]:

для электродвигателей продолжительного режима работы, м,

$$\delta = 0,25 \frac{\tau A}{B_{\delta}};$$

для электродвигателей кратковременного режима работы

$$\delta = 0,15 \frac{\tau A}{B_{\delta}};$$

для генераторов

$$\delta = 0,4 \frac{\tau A}{B_{\delta}}.$$

При выборе длины воздушного зазора необходимо учитывать возможное уменьшение его при работе машины за счет прогиба вала, вызванного возможным небалансом ротора (смещением его центра тяжести относительно оси вала) и за счет сил одностороннего магнитного тяжения, возникающих при несимметрии магнитного поля в зазоре. Особенно заметно воздействие указанных факторов на длину воздушного зазора проявляется в машинах, выполненных с большими значениями конструктивного коэффициента λ_i . Поэтому применительно к таким машинам следует корректировать рекомендуемые значения воздушного зазора (если они приводятся вне связи их с λ_i) в большую сторону.

В табл. 2.1 и 2.2 приведены рекомендации по предварительному выбору длины воздушного зазора, учитывающие все перечисленные факторы позитивного и негативного влияния длины воздушного зазора на размеры и характеристики машин постоянного и переменного тока.

Таблица 2.1

Длина воздушного зазора δ авиационных электрических машин постоянного тока

Электрические машины	Параметр	Значение			
Двигатели	$P_{\text{ном}}$, кВт	До 0,1	0,1—1	1—10	10—30
	δ , мм	0,15—0,2	0,25—0,35	0,35—0,8	0,6—1,0
Генераторы	$P_{\text{ном}}$, кВт	До 6	9—12	18—24	—
	δ , мм	0,5	0,5—0,6	0,7	—

Таблица 2.2

Рекомендуемые значения длины воздушного зазора для авиационных генераторов переменного тока

Воздушный зазор	Номинальная мощность, кВт · А				
	7,5	15	30	50	90
δ , мм	0,5	0,5	0,8	0,9	0,9
$\delta_{\text{мах}}$, мм	1,1	1,2	1,6	1,5	1,5

В автомобильных генераторах воздушный зазор выполняется равным 0,3 — 0,5 мм, а в автомобильных электродвигателях — 0,2 — 0,5 мм (при $D = 30 \div 55$ мм), причем с увеличением мощности зазор увеличивают. В машинах с возбуждением от постоянных магнитов (с меньшим влиянием поперечной реакции якоря) воздушный зазор выполняют минимально возможным с точки зрения технологии изготовления.

Длину воздушного зазора авиационных генераторов переменного тока можно также определить из выражения

$$\delta \approx 0,36 A \tau \cdot 10^{-4} / [k' B_{\delta} (x_d^* - x_s^*)], \quad (2.50)$$

где $x_s^* = 0,05 \div 0,15$ — индуктивное сопротивление фазы обмотки якоря в относительных единицах.

Вместо x_d^* в (2.50) можно подставить его максимальное допустимое для авиационных генераторов значение, равное 2,1 [20].

У большинства выполненных индукторных машин длина воздушного зазора находится в пределах $(10^{-3} \div 5 \cdot 10^{-3})D$. Меньшие значения относятся к машинам с большим диаметром.

Электрические машины, предназначенные для работы в системах электроснабжения летательных аппаратов, выполняются как с постоянным, так и с изменяющимся вдоль расточки полюсов воздушным зазором. В авиационных электрических машинах постоянного тока выполнение воздушного зазора неравномерным с приподнятыми до $(1,5 \div 3)\delta_{\min}$ краями используется при отсутствии в них компенсационной обмотки, так как реакция якоря при равномерном зазоре приводит к резкому изменению магнитной индукции у краев полюса, увеличению потерь в зубцах якоря и усилению шумов машины. На рис. 2.4 показаны два варианта выполнения неравномерного зазора машины постоянного тока. На рис. 2.4, а большой зазор под краем полюсного наконечника обусловлен расточкой полюсов по большему радиусу, а на рис. 2.4, б полюсный наконечник на четверть полюсной дуги с каждого края выполнен по касательной к окружности полюсов.

При неравномерном зазоре кривая распределения магнитной индукции в нем $B_{\delta}(x)$ заметно отличается от трапеции, в связи с чем изменяется в сторону уменьшения значение расчетного коэффициента полюсного перекрытия α_i . В практике расчетов α_i , как правило, не пересчитыв-

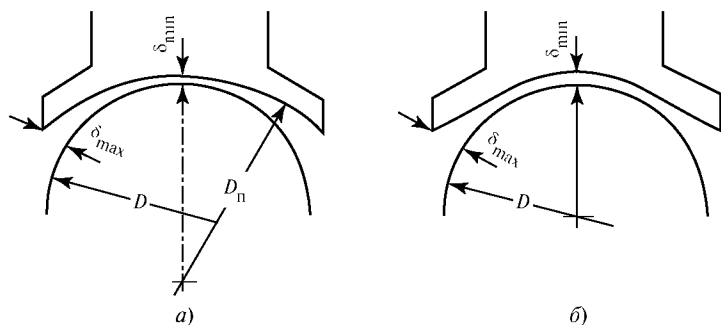


Рис. 2.4. Варианты геометрии воздушного зазора:

a — за счет выбора $D_n > D$; *б* — за счет спрямления по касательной краевых участков полюса

вают, а уменьшение магнитного потока в зазоре ($\Phi_\delta = B_\delta \alpha_i l_i$) при выполнении его неравномерным учитывают введением в расчет фиктивного зазора $\delta_\phi = 0,75\delta_{\min} + 0,25\delta_{\max}$. При этом МДС, затрачиваемая на проведение заданного магнитного потока через зазор, получается такой же, как при использовании реального значения α_i .

В авиационных электрических машинах переменного тока выполнение зазора неравномерным используется как эффективное средство устранения из кривой, индуцируемой в обмотке якоря ЭДС, высших гармонических, что способствует получению на выходных зажимах генераторов напряжения синусоидальной формы уменьшению пульсаций момента на валу электродвигателей. Обычно для достижения этих результатов используют следующий закон изменения воздушного зазора вдоль расточки полюса:

$$\delta(x) = \delta / \cos(\pi x / \tau). \quad (2.51)$$

При этом зазор под краями полюса обычно превышает зазор под его серединой в 1,5–2,5 раза.

2.2. Определение размеров магнитопровода

2.2.1. Общие сведения

Нелинейность магнитных характеристик стальных участков магнитопровода, обусловленная нелинейностью кривых намагничивания $B(H)$ магнитомягких материалов и наличие строго однозначной

взаимосвязи между магнитными потоками в них полностью исключают возможность произвольного выбора их размеров. Для того чтобы не допустить превышения магнитной индукцией в отдельных участках магнитопровода значений, соответствующих линейному участку кривой намагничивания, расположенному выше «колена» кривой намагничивания (в зоне полного насыщения стали), и предотвратить тем самым необходимость в нерациональном с точки зрения массогабаритных показателей проектируемой машины увеличении МДС элементов системы возбуждения для типовых, присутствующих в магнитной цепи основных классификационных групп электрических машин, участков (зубцов статора и ротора, спинки якоря и индуктора, сердечников полюсов и т.п.) определены предельные (расчетные) значения магнитной индукции. Эти значения зависят от магнитных и электрических свойств магнитомягких материалов, из которых изготовлен конкретный участок магнитопровода, характера и частоты изменения в нем магнитного потока, а также от его геометрии и протяженности вдоль него силовой линии поля и рабочей температуры.

2.2.2. Магнитные материалы магнитопроводов электрических машин автономных объектов

Магнитные свойства ферромагнитных (в данном случае магнитомягких) материалов определяются семейством петель гистерезиса. Размеры и форма петель гистерезиса, их ориентация в координатных осях $[B; H]$ зависят от химического состава сплава, способов механической, термической и магнитной обработки его в процессе изготовления, а также от частоты перемагничивания, рабочей температуры сплавов, наличия в процессе перемагничивания дополнительных магнитных полей и т.п.

При проектировании магнитопроводов электромагнитных и электромеханических устройств, работающих в постоянных или медленно изменяющихся магнитных полях, используются так называемые статические (основные) кривые намагничивания, являющиеся геометрическим местом вершин статических петель гистерезиса, соответствующих различным значениям наложенного на образец медленно изменяющегося магнитного поля. Эти кривые отличаются от кривых первоначального намагничивания (коммутационных кривых) тех же материалов, которые снимаются при монотонном возрас-

тании напряженности H после полного размагничивания образца материала путем нагрева его до точки Кюри и последующего охлаждения при отсутствии магнитного поля, лишь в очень узкой области, прилегающей к началу координат (сотые доли ампер на сантиметр) и не представляющей в большинстве случаев практического интереса для разработчиков электротехнических устройств.

Значительно более сложной является задача выбора магнитомягких материалов для изготовления магнитопроводов электромагнитных и электромеханических устройств, в которых они подвергаются перемагничиванию переменными как по величине, так и по знаку магнитными полями.

Особенность поведения ферромагнитных материалов при их работе в этих условиях состоит в том, что в толще магнитного материала появляются вихревые токи, вызывающие перераспределение магнитной индукции и напряженности магнитного поля по сечению магнитопровода и его нагрев за счет выделения в нем электрических потерь. Магнитная индукция в середине листа (имеется в виду шихтованный магнитопровод) становится меньше его среднего значения по листу, а на периферии больше. Аналогично перераспределяется по сечению листа и напряженность магнитного поля. Соблюдение законов электродинамики при расчетах магнитных цепей при указанном характере изменения B и H по сечению листа и наличие в магнитопроводе вихревых токов обеспечиваются выбором в качестве расчетного значения магнитной индукции среднего по листу ее значения, а в качестве расчетного значения напряженности — значения на поверхности листа (максимальное значение).

При перемагничивании ферромагнетика в переменном магнитном поле магнитная индукция в функции напряженности магнитного поля изменяется по симметричным петлям гистерезиса (динамическим петлям гистерезиса), отличающимся от статических петель гистерезиса большей на значение потерь на вихревые токи площадью, а при отдельных условиях и формой. Например, в холоднокатаных сталях при повышенных частотах вершины кривых намагничивания приобретают овальную форму, в результате чего максимальные значения магнитной индукции в материалах не совпадают по времени с максимальными значениями напряженности магнитного поля в них.

Геометрическое место вершин динамических петель гистерезиса определяет зависимость максимальных средних по сечению листа значений магнитной индукции от напряженности магнитного поля и

представляет собой динамическую кривую намагничивания, которая принимается за основную характеристику магнитомягких материалов при расчетах магнитных цепей электрических машин, электрических аппаратов, трансформаторов и других электротехнических устройств, магнитопроводы которых работают в переменных магнитных полях. Магнитная проницаемость в точках динамической кривой намагничивания, определяемая отношением B/H в них, называется *динамической проницаемостью*. Вследствие вытеснения магнитного поля к поверхности листов ее значения при тех же значениях H меньше проницаемости в соответствующих точках статической кривой намагничивания того же материала. Разница между ними становится все более ощутимой с ростом частоты перемагничивания материала.

При существующих огромных масштабах применения электротехнических устройств, магнитопроводы которых работают в переменных полях, исключительно важное значение приобретает проблема снижения реактивной, затрачиваемой на намагничивание магнитопроводов, мощности и снижения удельных потерь как на гистерезис p_r , так и на вихревые токи p_v . Последние зависят от магнитных и электрических свойств материалов (удельного электрического сопротивления ρ), а также от толщины листов, составляющих магнитопровод, Δ , способов их изоляции друг от друга и других факторов. При отсутствии контакта между листами (при идеальной изоляции их друг от друга), Вт/кг:

$$p_v = \frac{164 \Delta^2 f^2 B_{\max}^2}{\gamma \rho}, \quad (2.52)$$

где $B_{\max}$ — амплитуда магнитной индукции, Тл; γ — удельная масса, кг/м³. Толщина листа Δ и ρ_v соответственно в метрах и в омах на метр.

Проблема снижения потерь в стали особенно актуальна для электротехнических устройств, используемых в электроэнергетических комплексах автономных объектов, не связанных с централизованными сетями и имеющих ограниченный запас первичной энергии. Частота генерируемой в таких комплексах электроэнергии нередко значительно превышает частоту в промышленных системах энергообеспечения (50 Гц), достигая примерно 5 кГц.

Работа многих видов электрооборудования, особенно энергоемкого и крупногабаритного, сопряжена со значительными механическими нагрузками на элементы магнитопроводов, обусловленными как внешними факторами (например, значительными трясками, вибрациями и ускорениями объектов, на которые электрооборудование установлено), так и внутренними, связанными с линейными или угловыми перемещениями самих элементов магнитопровода.

Требование высокой механической прочности магнитомягких материалов и сохранение ими магнитных свойств при механических воздействиях на них имеет первостепенное значение при разработке электромеханических устройств для работы в системах электрооборудования летательных аппаратов и наземных транспортных средств. Применение высокопрочных магнитных материалов является наиболее эффективным способом снижения массогабаритных показателей автономных генераторных установок и высокоскоростных приводов (обеспечивает возможность выполнять их на более высокие частоты вращения), позволяет выполнять их на более высокую мощность.

Хорошие механические свойства магнитных материалов должны сочетаться с высоким уровнем технических качеств. Они не должны быть хрупкими и ломкими, должны обладать достаточной пластичностью, допускать все виды механической и термической обработки. Важным требованием, предъявляемым к магнитомягким материалам практически во всех областях их применения, является требование температурной и временной стабильности их свойств. Повышение уровня температурной стабильности свойств материалов способствует расширению функциональных возможностей электротехнических устройств, обеспечивает температурную стабильность их рабочих характеристик, позволяет снизить массу магнитопроводов за счет выбора при определении их размеров расчетных значений магнитной индукции с учетом размещения рабочих точек на стандартизированных кривых намагничивания, а не на кривых, смещенных под влиянием температуры ниже их уровня.

Помимо этих требований в каждом конкретном случае применения магнитных материалов к ним могут предъявляться и другие требования, например требование химической стойкости.

По химическому составу (процентному содержанию ферромагнитных составляющих и легирующих добавок к ним) ферромагнит-

ные материалы подразделяют на следующие основные классификационные группы:

- технически чистое железо;
- электротехнические стали;
- железоникелевые сплавы (пермаллон);
- железокобальтовые сплавы (пермендюры);
- прочие сплавы.

В пределах указанных классификационных групп материалы тоже подразделяются, но уже по другим признакам, как правило, используемым только в рамках конкретной классификационной группы.

Во всех случаях учитывается стоимость материала.

Основные параметры и характеристики магнитомягких материалов, определяющие их магнитные, электрические и механические свойства, а также их температурную и временную стабильность, устанавливаются нормативными документами: ГОСТ, ОСТ, техническими условиями.

К категории нормируемых параметров относятся:

- коэрцитивная сила H_c и магнитная индукция B при одном или нескольких значениях напряженности магнитного поля из ряда: 0,2; 0,4; 20; 50; 70; 100; 200; 500; 1000; 2500; 10 000; 30 000 А/м;
- индукция насыщения B_s (физическая и техническая);
- удельные потери p при частотах 50, 400 и 1000 Гц и значениях индукции магнитного поля 1,0; 1,5; 1,7 Тл ($p_{1,0/50}$, $p_{1,5/50}$, $p_{1,7/50}$, $p_{1,0/400}$, $p_{1,5/400}$, $p_{1,0/1000}$);
- начальная и максимальная магнитные проницаемости $\mu_{\text{нач}}$ и μ_{max} ;
- удельное электрическое сопротивление материалов ρ ;
- коэффициент анизотропии удельных магнитных потерь

$$k_p = \frac{p_2}{p_1 + p_2},$$

где p_1 , p_2 — удельные потери соответственно вдоль и поперек прокатки;

- коэффициент старения по удельным потерям, %,

$$k_{\text{ст}} = \frac{p_2}{p_1} 100,$$

где p_1, p_2 — удельные магнитные потери до нагрева образца при искусственном старении до 120 °С и после выдержки при этой температуре в течение 120 ч.

- коэффициент старения по коэрцитивной силе, %,

$$k_H = \frac{H_{c2} - H_{c1}}{H_{c1}} 100,$$

где H_{c1}, H_{c2} — значения коэрцитивной силы до и после реализации процессов искусственного старения;

- коэффициент заполнения сталью (собранного из листов стали пакета)

$$k_c = \frac{m}{V\gamma},$$

где m — масса образца; V — объем образца после спрессования; γ — плотность стали.

Значения коэффициента заполнения сталью зависят от толщины изоляции листов. С увеличением толщины изоляции k_c уменьшается.

Нормируются и другие параметры материалов, включая предельные отклонения размеров листов, показатели качества поверхностей и т.п. Подразделение материалов в пределах каждой классификационной группы производится по значениям основных для нее нормируемых электромагнитных параметров (характеристик). Для технически чистого железа основной нормируемой характеристикой является коэрцитивная сила. Для электротехнических сталей общепромышленного применения — удельные потери $p_{1,5/50}$, $p_{1,7/50}$ и магнитная индукция при напряженности $H = 2500$ А/м ($B_{1,5/2500}$). Для электротехнических сталей, предназначенных к применению в электротехнических устройствах повышенной частоты (400, 1000 Гц и др.), за основные нормируемые характеристики принимают:

- применительно к горячекатаным изотропным сталям $p_{1,0/400}$, B_{2500} ;
- применительно к холоднокатаным анизотропным (лентам) — $p_{1,5/400}$, $p_{1,0/1000}$ и B_{2500} .

Основные магнитные электрические механические и другие представляющие интерес для разработчиков электрических машин свойства перечисленных выше классификационных групп магнитомягких материалов в достаточном для их выбора объеме приведены в [23 — 25] и других источниках информации. Поэтому ниже рассмотрены лишь некоторые данные, характеризующие свойства магнитных материалов наиболее известных и широко используемых в электрических машинах автономных объектов, а именно технически чистого железа, низкоуглеродистых и легированных сталей, электротехнических сталей и железокобальтовых сталей.

Традиционно *технически чистым (электротехническим железом)* называют железо, получаемое электролизом раствора хлористого железа, и железо, получаемое в виде порошка в процессе термического разложения пентакарбонила железа $\text{Fe}(\text{CO})_5$. Разновидностью технически чистого железа считаются и низкоуглеродистые стали с содержанием углерода до 0,025 %. Наиболее известной из таких сталей и широко используемой в электротехнических устройствах является низкоуглеродистая кипящая сталь, содержащая 0,025 % С и получившая название армко (техническое железо). В электромашиностроении применяется лишь техническое железо армко. Оно производится по технологии изготовления обычных сталей и поэтому значительно дешевле электролитического и карбонильного железа.

Достаточно высокие магнитные свойства (рис. 2.5) и доступность этого материала предопределили применение его во многих видах электротехнических устройств преимущественно постоянного тока (полюсные наконечники электромагнитов, полюса и полюсные наконечники в электрических машинах постоянного тока, магнитопроводы, реле, экранирующие корпуса измерительных устройств и т.п.).

Основным недостатком технического железа, существенно ограничивающим область его применения в электротехнических устройствах, является низкий уровень удельного электросопротивления [$\rho = 0,1 \cdot 10^{-6} \text{ Ом} \cdot \text{м}$] и, как следствие, значительные потери на вихревые токи даже при небольших частотах перемагничивания. К тому же магнитные свойства этого материала так же, как и магнитные свойства электролитического и карбонильного железа, очень чувствительны к содержанию в нем примесей, деформациям и подвержены старению. Для уменьшения нежелательных последствий механических и временных воздействий на эти материалы используются специальные режимы их термообработки.

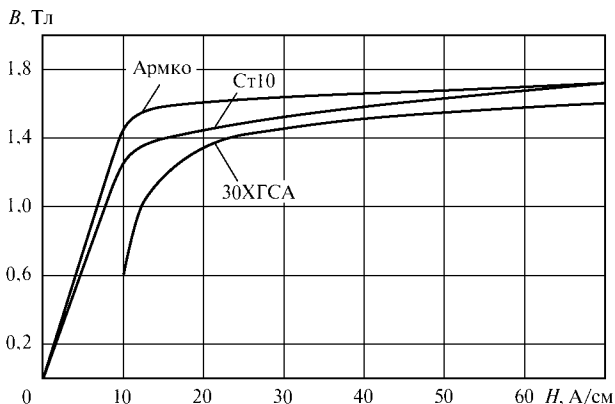


Рис. 2.5. Кривые намагничивания сталей марок армко, Ст10, 30ХГСА

Для изготовления магнитопроводов в электромашиностроении используются *углеродистые стали* общего применения с содержанием кремния, значительно превышающим указанные выше 0,025 %, а также некоторые марки легированных сталей. Наиболее часто используют стали: Ст3, Ст10, Ст08кп и легированные хромокремнемарганцевую сталь 30ХГСА, хромованадиево-молибденовую сталь 30Х3В2М и др. Магнитные свойства этих сталей зависят в основном от содержания углерода и используемых режимов термообработки.

Все эти стали применяются преимущественно для изготовления элементов магнитопроводов электрических машин, подвергающихся в процессе работы значительным механическим воздействиям. В качестве примера можно указать на применение стали Ст10 для изготовления магнитопроводов индукторов и магнитопроводящих валов в генераторах автотракторного назначения, стали 30ХГСА для изготовления тех же элементов и бандажных колец в высокоскоростных авиационных генераторах [20] и т.п.

Для сравнительной оценки магнитных свойств этих сталей кривые намагничивания на рис. 2.5 дополнены кривой намагничивания железа армко. В табл. 2.3 представлены данные, характеризующие химический состав и механические свойства легированной стали 30ХГСА. Сталь допускает применение до 400 °С. При этом ее меха-

Таблица 2.3

Химический состав и механические свойства легированной стали 30ХГСА

Содержание основных элементов, %				σ_b	σ_T	δ
C	Cr	Mn	другие	МПа		%
0,28—0,44	0,8—1,1	Не более 0,8	Si 0,9—1,2	1100	850	10

нические свойства с ростом температуры ухудшаются незначительно: от 105 кг/мм² при 250 °С до 92 кг/мм² при 400 °С.

Магнитные свойства легированных сталей вследствие повышенного содержания в них углерода заметно хуже свойств низкоуглеродистых сталей.

Однако этот их недостаток в значительной степени компенсируется высокими механическими свойствами. При определенных условиях (например, при необходимости создания электрических машин для работы при частотах вращения в несколько десятков тысяч оборотов в минуту) применение этих сталей может оказаться единственным решением проблемы обеспечения необходимой механической прочности наиболее нагруженных элементов конструкции магнитопроводов.

Электротехническая сталь является магнитным материалом, наиболее удачно сочетающим в себе высокие магнитные свойства с достаточно высокими электрическими, механическими и другими важными для электрических машин автономных объектов свойствами (относительно низкой стоимостью и стабильностью магнитных свойств в том числе). Они изготавливаются из технически чистого железа в результате легирования его кремнием. Выбор именно этого элемента в качестве легирующей добавки к техническому железу обусловлен тем, что присутствие его в твердом растворе железа вызывает значительное увеличение удельного электросопротивления материала и обеспечивает таким образом самое простое и экономически целесообразное решение проблемы уменьшения потерь на вихревые токи.

Характер изменения удельного электросопротивления, Ом·м, достаточно точно воспроизводит выражение:

$$\rho = (0,1 + 0,12 (\% \text{ Si})) \cdot 10^6. \quad (2.53)$$

Согласно приведенной зависимости при возрастании содержания кремния от 1 до 4 % удельное сопротивление ρ увеличивается в 2,5 раза.

Для электротехнических сталей с повышенным содержанием кремния характерна незначительная температурная зависимость потерь на вихревые токи, обусловленная уменьшением температурного коэффициента сопротивления α с ростом содержания Si. В сталях с 2 % Si $\alpha = 0,013$ 1/°C. В сталях с 4 % Si этот коэффициент почти в 2 раза меньше: $\alpha = 0,00017$ 1/°C.

С ростом содержания кремния в технически чистом железе улучшаются не только электрические, но и магнитные его свойства: возрастают начальная и максимальная проницаемости, уменьшаются коэрцитивная сила и потери на гистерезис, существенно улучшается стабильность свойств, снижаются коэффициенты старения [26]. При добавке 1,0—4,5 % кремния начальная проницаемость стали увеличивается в 3 раза, максимальная — в 2,6 раза, коэрцитивная сила уменьшается в 2,0—2,5 раза. Предельное содержание кремния в электротехнических сталях установлено на уровне 4,5—5,0 %, так как при превышении этих норм стали становятся недопустимо хрупкими и твердыми. Уже при 5 % кремния в сталях они выдерживают один-два перегиба на 90°.

Наиболее существенным проявлением отрицательного влияния кремния на магнитные свойства электротехнических сталей является уменьшение индукции насыщения B_s и магнитной проницаемости в сильных полях. В зависимости от содержания кремния (% Si) индукция B_s уменьшается практически по линейному закону:

$$B_s = B_{s0} - 0,48 \% \text{ Si},$$

где B_{s0} — индукция насыщения технически чистого железа ($B_{s0} = 2,18$ Тл).

Превышение содержания кремния в сталях сверх установленной по механическим свойствам нормы 4,5—5,0 % приводит к снижению индукции насыщения сталей по сравнению с индукцией насыщения технически чистого железа более чем на 20 % и становится в связи с этим нецелесообразным.

Электротехнические стали применяются для изготовления электромагнитных, электромеханических и магнитомеханических устройств, отличающихся условиями эксплуатации, объемом преобразу-

емой энергии, размерами, частотой изменения электромагнитных параметров и требованиями к ним и к качеству выходных характеристик. Одним из условий обеспечения высокого уровня технико-экономических показателей этих устройств является выбор материалов магнитопровода в строгом соответствии с условиями их работы и с максимальным использованием их магнитных и электрических свойств.

Электротехническую сталь выпускают в соответствии с четырьмя стандартами:

- ГОСТ 21427.1—83 на сталь электротехническую холоднокатаную анизотропную;
- ГОСТ 21427.2—83 на сталь электротехническую холоднокатаную изотропную тонколистовую;
- ГОСТ 21427.3—83 на сталь горячекатаную тонколистовую (отменен в 1989 г., но горячекатаная сталь до настоящего времени выпускается в соответствии с ним);
- ГОСТ 21427.4—83 на ленту стальную электротехническую холоднокатаную анизотропную.

Сплавы железа с кобальтом образуют отдельную классификационную группу магнитомягких материалов, отличительными признаками которых являются высокие значения магнитной индукции насыщения и максимальной магнитной проницаемости. По этим параметрам сплавы железа с кобальтом значительно превосходят даже такие высококачественные в магнитном отношении материалы, как электролитическое и карбонильное железо. Преимущество железокобальтовых сплавов перед этими материалами наглядно демонстрируют данные табл. 2.4. О высоком уровне их магнитных свойств

Таблица 2.4

Магнитные свойства технически чистого железа

Материал	Параметр			
	μ_n , мГн/м	μ_m , мГн/м	H_c , А/м	B_s , Тл
Электролитическое железо	0,8	19	28,0	2,18
Карбонильное железо	4,0	26	6,4	2,18
Пермендюр 49Co49Fe2V (анизотропный)	1,0	87	25,0	2,40

свидетельствует размещение их кривых намагничивания во всем практически значимом для силовоточного оборудования диапазоне напряженности над кривыми намагничивания электротехнических сталей и других магнитомягких материалов. Взаимное расположение кривых намагничивания железокобальтовых сплавов при различном содержании в них кобальта показано на рис. 2.6.

Отмеченные преимущества железокобальтовых сплавов перед другими магнитомягкими материалами по магнитным свойствам обеспечивают возможность определять размеры магнитопроводов (или их элементов) при изготовлении их из этих сплавов, исходя из более высоких расчетных (рабочих) значений магнитной индукции в них, и за счет этого добиться заметного уменьшения массы и габаритных размеров активной части электротехнических устройств.

Особенно заметны преимущества железокобальтовых сплавов перед другими магнитомягкими материалами (в первую очередь перед электротехническими сталями) при индукциях, превышающих 1,4 Тл, когда рабочие точки на кривых намагничивания перемещаются на верхний пологий их участок. Полному использованию преимуществ магнитных свойств железокобальтовых сплавов (в частности, использованию их в сильных полях) препятствуют относительно низкие значения их удельного электрического сопротивления

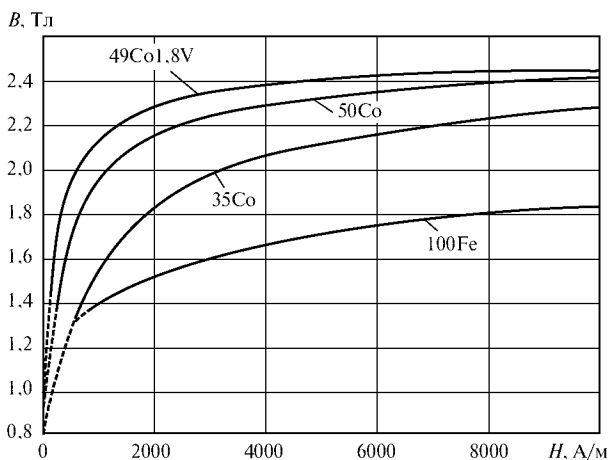


Рис. 2.6. Кривые намагничивания железокобальтовых сплавов

Таблица 2.5

Удельные потери в сталях, Вт/кг, при $f = 400$ Гц и $B = 1,0$ Тл

Марка стали	Толщина листов стали, мм			
	0,50	0,35	0,20	0,10
1411	45,2	36,2	—	—
1521	—	19,0	12,5	10,5
27КХ	—	44,5	35,6	—
49К2Ф	—	—	15,5	—

($\rho = 0,4 \cdot 10^{-6}$ Ом $\cdot$ м), и как следствие, значительные потери на вихревые токи (табл. 2.5).

Недостатком рассматриваемой группы сплавов являются их низкие технологические качества (повышенная твердость и хрупкость) и, что особенно важно при оценке целесообразности применения, высокая стоимость. Последнее обстоятельство ограничивает область применения железокобальтовых сплавов главным образом областями техники, в которых достижение минимума массы и габаритных размеров устройств имеет не меньшее значение, чем их стоимость, а также теми устройствами, в которых затраты этих материалов невелики и их стоимость не определяет стоимость изделия в целом.

Наиболее применяемыми из семейства железокобальтовых сплавов являются сплавы с содержанием кобальта 27, 35, 49 и 50 %. Сплавы с 27 и 35 % Со известны как сплавы гиперко, а сплавы с содержанием 49 и 50 % Со — как пермендюры. Наиболее высокими магнитными свойствами обладает анизотропный сплав супермендюр с одинаковым (49 %) содержанием Со и Fe, легированный для придания необходимых технологических качеств (пластичности, в частности) 2 % ванадия. Применение специальных режимов прокатки и отжига этого сплава придают ему текстуру с четко выраженным направлением легкого намагничивания. Анизотропия свойств усиливается при одновременной обработке сплава магнитным полем. Магнитные характеристики этого сплава даны в табл. 2.4. В настоящее время нормированы четыре марки железокобальтовых сплавов: 27КХ, 49К2ФА, 49КФ и 49К2Ф. Магнитные, электрические и механические свойства этих сплавов определены тем же стандартом, который определяет уровень свойств железокобальтовых сплавов (ГОСТ 10160—75). Значения нормируемых параметров сплава при-

Таблица 2.6

Магнитные свойства сплавов с высокой индукцией технического насыщения

Марка сплава	Вид продукции	Класс	Толщина или диаметр, мм	Индукция, Тл (10^{-4} Гс), при напряженности магнитного поля, А/см			Удельные потери, Вт/кг		
				B_4	B_{25}	B_{150}	$P_{1,5\ 400}$	$P_{1,8\ 400}$	$P_{2,0\ 400}$
				Не более			Не более		
27КХ	Холоднокатанные листы и ленты	I	0,20	—	1,80	2,15	80	—	—
			0,35	—	1,80	2,15	110	—	—
			0,70	—	1,80	2,15	—	—	—
	Прутки и поковки		10—100	—	1,75	2,05	—	—	—
49К2ФА	Ленты и листы	II	0,10	—	2,20	—	—	—	—
			0,20	—	2,20	—	—	—	—
			0,10	1,8	2,20	—	—	35	45
			0,15—0,2	1,85	2,20	—	—	39	55
			0,25—0,7	1,85	2,20	—	—	—	—
		III	0,05	1,8	2,10	—	—	24	29
			0,10	2,0	2,20	—	—	25	30
49КФ	Прутки и поковки	I	10—80	—	1,90	2,1	—	—	—
		II	10—80	—	2,00	2,2	—	—	—
49К2Ф	Ленты и листы	I	0,1—0,7	—	—	2,25	—	—	—
		II	0,1—0,7	—	—	2,25	—	—	—

ведены в табл. 2.6. Кривые зависимости удельных потерь от частоты перемагничивания сплава марки 49К2ФА при амплитудных значениях индукции 1,0; 1,5; 1,8 и 2,0 Тл приведены на рис. 2.7.

Традиционными областями применения железокобальтовых сплавов являются специальное электромашиностроение, электроаппаратостроение, приборостроение, телефония. В телефонии они используются для изготовления мембран, в электроаппаратостроении преимущественно для изготовления полюсных наконечников электромагнитов, обеспечивающих возможности концентрации магнитных полей

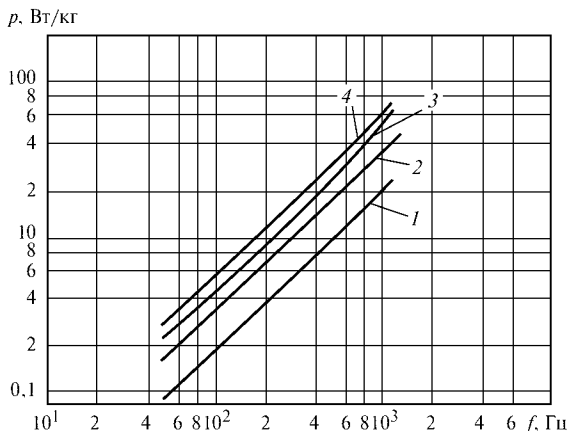


Рис. 2.7. Зависимости удельных потерь от частоты для сплава марки 49К2ФА в лентах толщиной 0,1 мм (после термомагнитной обработки):

1 — при индукции 1,0 Тл; 2 — при индукции 1,5 Тл; 3 — при индукции 1,8 Тл; 4 — при индукции 2,0 Тл

в малых объемах, и для изготовления ленточных сердечников электромагнитных устройств, в электромашиностроении (авиационном) — для изготовления полюсов и статоров генераторов переменного тока. Наиболее часто для этого используются сплавы 27КХ, 49К2Ф.

В самом общем виде *рекомендации по выбору магнитных материалов* при решении типовых задач проектирования электрических машин и других электротехнических устройств можно сформулировать следующим образом.

1. При разработке электротехнических устройств все элементы магнитопроводов, которые работают в постоянных магнитных полях (не перемагничиваются) или в медленно эпизодически изменяющихся полях, следует ориентироваться на применение сталей с самыми высокими магнитными свойствами (с высокими значениями индукции насыщения и магнитной проницаемости в сильных магнитных полях). Уровень удельных потерь в стали при этом не имеет значения. Не имеют значения и размеры заготовок и их форма (листы, прутки). Наиболее подходящими для применения в этом случае являются технически чистое железо и электротехнические стали, но с малым (до 0,4 %) содержанием кремния. Желательно, чтобы

материалы имели по возможности малые значения коэрцитивной силы, так как это гарантирует однозначность их рабочих характеристик (точность выполнения ими своих функций).

2. При разработке электротехнических устройств, предназначенных для работы в электроэнергетических системах промышленной частоты и при более высоких частотах, следует ориентироваться на применение исключительно листовых или ленточных материалов, имея в виду при этом, что уменьшение толщины листов сопровождается не только уменьшением удельных потерь на вихревые токи, но и возрастанием коэрцитивной силы, потерь на гистерезис и уменьшением коэффициента заполнения магнитопроводов сталью. Степень легирования рекомендуемых для применения в элементах электрооборудования сталей зависит от их мощности. Например, для изготовления магнитопроводов трансформаторов и электрических машин промышленной частоты мощностью до 100 кВт целесообразно применять слаболегированные стали (0,8—1,8 % Si). В электрических машинах мощностью от 100 до 400 кВт — среднелегированные (1,8—2,8 % Si) стали, а в машинах большей мощности — повышено-легированные кремниевые стали (2,8—3,8 % Si).

3. Выбор материалов для изготовления якорей электрических машин постоянного тока зависит от частоты их вращения и числа полюсов. Как правило, якоря и полюсы электродвигателей общепромышленного применения изготавливают из листовых слаболегированных электротехнических сталей. Использование листового материала для изготовления полюсов обеспечивает уменьшение поверхностных потерь в них.

4. Для изготовления магнитопроводов электрооборудования повышенной частоты 400 Гц и выше (до 10 кГц) необходимо использовать сильно легированные кремнием тонколистовые стали, обеспечивая тем самым снижение потерь на вихревые токи до предельного для выпускаемых электротехнических сталей уровня. После определения степени легирования искомой стали кремнием переходят к выбору конкретной марки.

5. При выборе марки стали следует иметь в виду, что при практически одинаковых магнитных свойствах стали, принадлежащие к одному и тому же классу по содержанию кремния, отличаются по уровню потерь. Следует обращать внимание также на различия электротехнических сталей по структуре и виду используемой при их изготовлении прокатки. По этим признакам электротехнические

стали подразделяют на горячекатаные изотропные и холоднокатаные изотропные и анизотропные. Наиболее перспективной с точки зрения дальнейшего улучшения электромагнитных и механических свойств, а также технических качеств электротехнических сталей является холодная прокатка. Применение ее позволяет создать строго ориентированную вдоль направления прокатки кристаллическую ребровую текстуру и за счет этого обеспечить в этом направлении более высокие их магнитные свойства по сравнению с горячекатаными сталями при одинаковом содержании легирующих добавок. Помимо этого текстурованные стали имеют при прочих равных условиях с горячекатаными сталями (при одинаковых толщинах листов, частоте перемагничивания и т.п.) меньшие потери на перемагничивание, обладают высоким качеством поверхности листов и хорошей штампуемостью.

Наиболее существенным недостатком холоднокатаных текстурованных сталей является анизотропия магнитных свойств. Самые низкие магнитные свойства у этих сталей наблюдаются под углом 55° к направлению прокатки.

Добиться при этих условиях полного использования магнитных свойств текстурованных сталей удастся лишь в магнитопроводах, скомпонованных из простых по форме элементов (участков) в виде, например, стержней, ленточных, сплошных и разрезных сердечников и т.п. При всех других вариантах построения магнитопроводов более эффективным остается применение нетекстурованных (изотропных) или малотекстурованных сталей. В перспективе в связи с разработкой в промышленности новых технологических процессов, способных обеспечить массовое производство электротехнических сталей не только с ребровой, но и с кубической и плоскостной структурой, область применения текстурованных сталей может существенно расшириться и охватить сложные по конструкции магнитопроводы, которые не допускают разбиения их на составные части без существенного ухудшения характеристик и стоимости.

При выборе материалов магнитопровода необходимо иметь в виду также то обстоятельство, что уровень их магнитных свойств в электротехнических устройствах, как правило, ниже максимального уровня, соответствующего переходу магнитомягких материалов в насыщенное состояние, и определяется теми ограничениями, которые накладывают на возможность использования в качестве рабочего участка кривой намагничивания верхней ее части требования к

основным показателям и характеристикам разрабатываемых элементов электрооборудования.

Выбор в качестве рабочего конкретного участка кривой намагничивания (того участка, в пределах которого выбираются расчетные значения магнитной индукции) зависит от области применения магнитомягких материалов и содержания решаемых при проектировании электрооборудования задач.

Особенность применения магнитомягких материалов в элементах электрооборудования автономных объектов состоит в том, что в этой специфической по условиям работы электрооборудования и предъявляемым к нему требованиям области техники в большей степени, чем в других областях, стремятся использовать магнитные материалы при предельных для них магнитных нагрузках (при предельно допустимых в каждом конкретном случае их применения значениях магнитной индукции).

Наиболее нагруженными в магнитном отношении являются магнитопроводы тех элементов электрооборудования, которые спроектированы на минимум массогабаритных показателей при полном отсутствии ограничений, накладываемых на выбор расчетных значений магнитной индукции в отдельных участках магнитопровода со стороны каких-либо других показателей или характеристик этих элементов.

Значения магнитной индукции в стальных участках магнитопровода спроектированных таким образом устройств (оптимальные с точки зрения минимума массы ее значения) характеризуются тем, что превышение их приводит к более значительному увеличению массы активных элементов цепи (электромагнитов, постоянных магнитов) по сравнению с массой пассивных ее элементов. Для всех видов электротехнических устройств оптимальные с точки зрения минимума массы значения магнитной индукции меньше индукции насыщения используемых в них магнитомягких материалов. Для электрических машин промышленной частоты при использовании в них высококачественных электротехнических сталей с индукцией насыщения порядка 2,0 — 2,1 Тл эти значения индукции находятся в диапазоне 1,6 — 1,8 Тл, что соответствует использованию в качестве рабочего участка кривой намагничивания той ее части, которая заключена между точками, соответствующими индукции насыщения и максимуму магнитной проницаемости.

При решении типовых задач проектирования электрооборудования выбор расчетных значений магнитной индукции производится

с учетом не только магнитных, но и электрических свойств материалов, определяющих уровень потерь в них.

Для исключения недопустимых перегревов электрооборудования (потери в стали пропорциональны квадрату индукции) приходится выбирать расчетные значения магнитной индукции в стальных участках магнитопровода ниже оптимальных по массогабаритным показателям их значений, т.е. фактически идти на осознанное недоиспользование магнитных свойств материалов и связанное с этим ухудшение массогабаритных показателей проектируемых устройств. Границы рабочего участка на кривой намагничивания при таком подходе к выбору расчетных значений магнитной индукции смещаются в сторону линейного ее участка.

К еще более низкому уровню использования магнитных свойств магнитомягких материалов приходится прибегать в тех случаях, когда первостепенное значение имеет качество выходных характеристик проектируемых элементов электрооборудования. Для уменьшения негативных последствий работы магнитомягких материалов на нелинейных участках кривой намагничивания (искажения формы кривой напряжения генераторов, увеличения уровня пульсаций на валу электродвигателей и потерь в стали за счет высших гармонических в кривой изменения магнитной индукции, уменьшения точности приборного оборудования и др.) приходится использовать в качестве рабочего линейный участок кривой намагничивания.

Магнитные свойства наиболее широко используемых в электрических машинах автономных объектов магнитомягких материалов приведены в Прилож. 3.

2.2.3. Расчетные значения магнитной индукции для магнитопроводов электрических машин постоянного тока

Рекомендации по выбору расчетных значений магнитной индукции в стальных участках магнитопровода содержатся практически во всех работах, посвященных вопросам проектирования электромашинных преобразователей и расчетам их магнитных цепей. Ниже приведены данные из наиболее известных и широко используемых в практике проектирования электрических машин авиационного и автотракторного назначения источников [20—22, 27, 28]. Там же

приведены рекомендации по выбору расчетных значений магнитной индукции в стальных участках магнитопровода.

Электрические машины переменного тока характеризуются более широким по сравнению с машинами постоянного тока спектром используемых в них материалов магнитопровода и более широким диапазоном частот их перемагничивания, поэтому рекомендации по выбору расчетных значений магнитной индукции для отдельных участков их магнитопроводов отличаются от рекомендуемых расчетных значений магнитной индукции в тех же участках магнитопроводов электрических машин постоянного тока.

Для изготовления магнитопроводов якорей машин постоянного тока используются горячекатаные стали марок 1211, 1212, 1213, 1312, при повышенной частоте применяют стали 1411, 1412. Не следует исключать из рассмотрения возможность изготовления магнитопроводов якоря из листовой изотропной холоднокатаной стали тех же марок, которые используются для изготовления якорей электрических машин переменного тока (2211, 2212 и др.).

Зубцы якоря. При неодинаковой по высоте ширине зубцов якоря (пазы прямоугольной или круглой формы) за расчетное принимается минимальное сечение зубца. Индукцию в этом сечении зубца рекомендуется выбирать в пределах $B_{zp} = B_{z \max} = 1,7 \div 1,9$ Тл. В электрических машинах, мощность которых превышает 1 кВт, максимальное значение индукции в зубцах можно повысить до $B_{zp} = 2,2$ Тл [29].

При выполнении пазов трапецеидальной или грушевидной формы зубцы имеют постоянное сечение на относительно большой длине, поэтому расчетное значение магнитной индукции следует принимать меньше $B_{z \max}$, допускаемой при пазах прямоугольного и круглого сечений на 15—20 %.

Спинка якоря. Расчетные значения магнитной индукции в спинке якоря B_{ja} в зависимости от мощности проектируемых машин приведены в табл. 2.7 [27].

Таблица 2.7

Расчетные значения

Магнитная индукция	Номинальная мощность, Вт		
	До 100	100—1000	Свыше 1000
B_{ja}	1,0—1,3	1,3—1,5	1,5—1,7

Станина (корпус, спинка статора), сердечники полюсов. Для изготовления этих участков магнитной системы машин постоянного тока применяют углеродистые стали общего применения, Ст10, Ст3, кипящую сталь Ст08кп, а также некоторые марки сортовой электро-технической нелегированной стали (например, стали 10880 и др.). Для уменьшения поверхностных потерь в полюсах магнитопровод статора целиком или только полюсы изготавливают во многих случаях шихтованными из тех же марок сталей, которые используются для изготовления якорей. Рекомендуемые значения магнитной индукции для рассматриваемых участков магнитопровода приведены в табл. 2.8 и 2.9.

Таблица 2.8

Значения допустимой индукции в спинке статора

Тип машины	Допустимая индукция B_c , Тл	
	Сталь Ст10	Сталь 10880
Автомобильные двигатели и генераторы	1,2—1,4	—
Автомобильные стартеры	1,1—1,5	—
Авиационные электродвигатели	1,2—1,5	1,3—1,5
Авиационные машины с дополнительными полюсами	1,2—1,4	1,3—1,4

Таблица 2.9

Допустимая индукция в сердечнике полюса

Тип машины	Допустимая индукция B_p для материала полюса, Тл			
	Сталь 1211	Сталь Ст10	Сталь 10880	Сталь Ст08кп
Авиационные электродвигатели малой мощности	1,2—1,4	—	—	—
Авиационные генераторы и двигатели с полным числом дополнительных полюсов	—	1,3—2,5	1,4—1,6	—
Авиационные генераторы и двигатели с неполным числом дополнительных полюсов	—	1,2—1,3	1,2—1,4	—
Автомобильные генераторы	—	1,4—1,6	—	1,3—1,5
Автомобильные двигатели	1,2—1,4	1,4—1,6	—	1,4—1,5
Автомобильные стартеры	—	1,4—1,6	—	1,4—1,6

Бóльшие из приведенных в таблицах значений магнитной индукции относятся к машинам большей мощности и машинам с кратковременным режимом работы.

2.2.4. Расчетные значения магнитной индукции для магнитопроводов электрических машин переменного тока

Для изготовления магнитопровода якоря электрических машин, работающих в системах электроснабжения и электропривода автономных объектов при частотах перемагничивания до 100 Гц, применяют горячекатаные стали марок 1411, 1412, 2411, 2215 и др. толщиной 0,2, 0,35 и 0,5 мм и железокобальтовые сплавы 27КХ (гиперко-27), 35КХ и сплав 49К2Ф-ВИ (гиперко-49), содержащие соответственно 27, 35 и 49 % кобальта. При частотах перемагничивания не более 400 Гц используется горячекатаная сталь 1521 с толщиной листа $\Delta = 0,2$ мм или холоднокатаная изотропная сталь 2421.

Максимальные значения допустимых индукций в зубцах выбирают [20]:

- для зубца с постоянным сечением

$B_z = 1,4 \div 1,6$ Тл для перечисленных выше марок электротехнических сталей;

$B_z = 1,7 \div 1,9$ Тл — для стали 27КХ и 49К2Ф-ВИ;

- для зубца с неравномерным сечением

$B_{z \max} = 1,6 \div 2,0$ Тл для электротехнических сталей;

$B_{z \max} \leq 1,7$ Тл для сечения, отстоящего на $1/3$ высоты зубца от минимального;

$B_{z \max} = 1,9 \div 2,1$ Тл для сталей 27КХ и 49К2Ф-ВИ.

Наибольшие значения индукции $B_{z \max}$ при неравномерном сечении зубца относятся к машинам с вращающимся якорем, когда $b_{z \max}$ малы, но ширина зубца быстро возрастает в радиальном направлении.

Допустимые значения магнитной индукции в спинке якоря B_{ja} . При изготовлении магнитопровода из электротехнических сталей B_{ja} не рекомендуется выбирать более 1,5 Тл, при изготовлении его из железокобальтовых сталей — не более 1,6–1,7 Тл. Выбор высоких значений B_{ja} может привести к чрезмерному повышению потерь в стали и значительному увеличению МДС элементов системы возбуждения. Кроме того, при выборе более высоких значений B_{ja} высота

спинки может оказаться меньше минимально допустимой по условию механической прочности и жесткости пакета якоря.

Выбор допустимых значений магнитной индукции в полюсах зависит от магнитных свойств материала, из которого они изготовлены. Обычно для их изготовления применяют нелегированную электротехническую сталь 10880 (армко), Ст10 или 27КХ. Для изготовления высокоскоростных генераторов применяют высокопрочную сталь 30ХГСА с толщиной листа $\Delta = 0,5$ мм. Полюсы, расположенные на статоре, в генераторах небольшой мощности, выполняют также сплошными из сталей Ст10 или 30ХГСА.

Допустимые индукции в сердечнике полюса составляют: $B_{\text{п}} = 1,4 \div 1,6$ Тл для стали 10880; $B_{\text{п}} = 1,4$ Тл для стали Ст10, 30ХГСА; $B_{\text{п}} = 1,8 \div 2,0$ Тл для стали 27КХ (гиперко-27); $B_{\text{п}} = 1,8$ Тл для пермендюра (сплав 49К2Ф-ВИ).

Ярмо индуктора с внутренними полюсами, как уже указывалось, в основном изготавливают заодно с полюсом из листов электротехнических сталей и гиперко-27 толщиной $\Delta = 1$ мм. Ярмо индуктора с полюсами на статоре (корпус) выполняют сплошным из Ст10 или электротехнической нелегированной стали 10880. Значения допустимых индукций для ярма индуктора могут быть взяты такими же, как и для полюса.

Допустимые значения магнитной индукции в магнитопроводах практически всех используемых в системах электрооборудования автономных объектов электрических машин, за исключением машин, работающих в условиях, резко отличающихся от типовых условий работы электрооборудования авиационного и автотракторного назначения (например, в условиях очень высоких температур, выходящих далеко за пределы, определяемые государственными и отраслевыми стандартами, при значительно более высоких частотах тока и соответственно частотах перемагничивания материалов), как правило, не выходят за приведенные выше границы.

Электрические машины с осевым потоком с внутри- и внешнезамкнутым магнитопроводами отличаются от машин с радиальным потоком, применительно к которым относятся приведенные рекомендации, только конструкцией индуктора.

Магнитопроводы их индукторов выполняются, как правило, из Ст10 или из нелегированной сортовой электротехнической стали (ГОСТ 11036 — 75). Допустимые значения магнитной индукции во всех участках магнитопровода индуктора рекомендуется выбирать в

пределах 1,5—1,7 Тл. Наименьшие затраты стали и обмоточных проводов обеспечиваются в таких машинах при условии равномерной магнитной нагрузки отдельных участков индуктора.

Вопросы, связанные с выбором расчетных значений индукции в стальных участках магнитопровода пульсационных электрических машин, изложены в гл. 4.

2.2.5. Определение размеров магнитопровода

При известном диаметре расточки D и длине пакета якоря l_i сечение любого j -го участка магнитопровода (рис. 2.8) электрических машин с радиальным потоком определяется из выражения

$$S_j = C_j l_i k_{3.c} = \frac{\Phi_j}{B_j}, \quad (2.54)$$

а неизвестный (исконный) его размер C_j (ширина зубцов, высота спинки и т.п.) при этих условиях определяется из выражения

$$C_j = \Phi_j / (B_j l_i k_{3.c}), \quad (2.55)$$

где Φ_j и B_j — соответственно магнитный поток и расчетные значения индукции в j -м участке магнитопровода; $k_{3.c}$ — коэффициент заполнения шихтованных участков магнитопровода сталью (табл. 2.10).

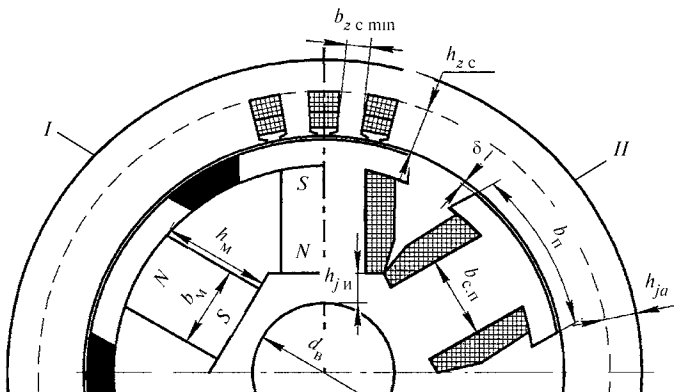


Рис. 2.8. Эскиз поперечного сечения электрической машины:

I — с возбуждением от постоянных магнитов; II — с электромагнитным возбуждением

Таблица 2.10

Значения коэффициента заполнения магнитопровода сталью

Тип изоляции	Толщина листа, мм						
	1,00	0,70	0,50	0,35	0,25	0,20	0,15
Термооксидированная	0,99	0,98	0,96	0,95	0,93	0,90	0,84
Лак	0,98	—	0,94	0,93	0,91	0,88	0,81
Тальк	—	0,97	—	0,93	—	0,91	—
Суспензия							

Согласно картине распределения магнитных потоков в магнитопроводе машин с радиальным потоком

$$\left. \begin{aligned} \Phi_{zc} &= \Phi_{\tau c} = B_{\delta \max} \tau_{zc} l_i; \\ \Phi_{ja} &= 0,5 \Phi_{\delta} = 0,5 B_{\delta \max} \tau l_i; \\ \Phi_{ji} &= 0,5 \Phi_{\Pi} = 0,5 \Phi_{\delta} \sigma_{\Pi}; \\ \Phi_{\Pi} &= \Phi_{\delta} \sigma_{\Pi}, \end{aligned} \right\} \quad (2.56)$$

где Φ_{zc} , $\Phi_{\tau c}$, Φ_{ja} , Φ_{ji} и Φ_{Π} — магнитные потоки в зубцах статора, на зубцовом делении статора τ_{zc} , в спинке статора и индуктора и в сердечнике полюса.

Значения коэффициента рассеяния магнитного потока полюсов $\sigma_{\Pi} = \Phi_{\Pi} / \Phi_{\delta}$ в расчетном режиме можно выбрать равными 1,1—1,15. При двойной перегрузке (генераторов) σ_{Π} возрастает до 1,25—1,4.

С учетом (2.56):

ширина зубца статора

$$b_{zc} = \frac{B_{\delta}}{B_{zc}} \tau_{zc} / k_{3.c}; \quad (2.57)$$

ширина ярма (спинки) статора

$$h_{ja} = \frac{0,5 B_{\delta}}{B_{ja}} \tau / k_{3.c}; \quad (2.58)$$

высота спинки индуктора

$$h_{ji} = \frac{0,5 B_{\delta}}{B_{\Pi}} \tau \sigma_{\Pi} / k_{з.с}. \quad (2.59)$$

Для определения размеров основных конструктивных элементов магнитопровода индукторов электрических машин с осевым потоком используются те же исходные зависимости (2.54) и (2.55), что и для определения размеров индукторов машин с радиальным потоком. Разница в их применении состоит только в том, что искомые размеры магнитопровода индуктора определяются не по известным осевым размерам участков, а по их размерам в плоскостях, перпендикулярных оси машины.

2.2.6. Проектирование обмотки якоря

На этапе проектирования обмотки якоря электромашинных преобразователей независимо от устройства их магнитной системы приходится решать следующие задачи, связанные с формированием и размещением обмотки в пазах якоря:

- выбор типа обмотки (петлевая волновая, однослойная, двухслойная, с распределенными по пазам секциями или с расположенными на зубцах катушками, с полным или укороченным шагом);
- выбор параллельных ветвей и сечения провода;
- определение числа пазов (зубцов) для размещения обмотки;
- определение числа витков (или проводников) в обмотке, в параллельной ветви (фазе), числа проводников в пазу;
- определение площади паза, необходимой для размещения обмотки;
- определение геометрической формы и размеров паза.

Помимо перечисленных общих для всех типов электрических машин задач при проектировании обмотки якоря приходится решать и некоторые специфические, связанные с особенностями ее формирования в отдельных классификационных группах машин. Так, применительно к машинам постоянного тока приходится выбирать схему подсоединения секций к коллектору, число витков в секции с учетом коммутационных процессов, соблюдать условия симметрии и выполнимости обмоток. Применительно к электрическим машинам переменного тока решают комплекс задач по обеспечению требуемого качества электрической (для генераторов) или механической (для

электродвигателей) энергии, включая выбор схем соединения фаз (в звезду или треугольник), схем распределения секций обмотки по пазам, а также электрических схем выпрямительных устройств и схем их соединения (для вентильных машин) и т.п.

В данном пособии рассмотрены лишь те вопросы проектирования обмоток якоря, решение которых обеспечит возможность их практического выполнения и возможность определения габаритных размеров проектируемых машин.

Выбор типа обмотки

Обмотки якоря электрических машин постоянного и переменного тока выполняются, как правило, двухслойными. Двухслойные обмотки по сравнению с однослойными характеризуются меньшим вылетом лобовых частей и за счет этого меньшим сопротивлением и расходом меди и изоляционных материалов. Кроме того, они обеспечивают большую свободу выбора укорочения шага, а также выбора дробного числа пазов на полюс и фазу, что создает условия для выполнения машин с высоким качеством вырабатываемой энергии.

По конфигурации обмоток в развернутом их виде (см. рис. 5.4) они подразделяются на *петлевые* и *волновые*. Принципиальное отличие этих двух видов обмоток якоря состоит в том, что среднее потокосцепление одного витка петлевой обмотки равно максимальному значению магнитного потока на длине полюсного деления индуктора, а среднее потокосцепление витка волновой обмотки равно максимальному значению магнитного потока одноименных полюсов, т.е. в p раз больше. Вследствие этого при равенстве мощностей, напряжений и плотностей токов применение волновой обмотки позволяет вдвое сократить число витков по сравнению с петлевой обмоткой, но при этом ее проводники должны иметь в p раз большее сечение.

Таким образом, прямого выигрыша в массе обмоток, их размеров и размеров преобразователей в целом от применения той или иной обмотки не обнаруживается. Тем не менее определенные преимущества как от применения петлевой, так и от применения волновой обмотки могут быть получены.

Применение волновой обмотки эффективно в электрических машинах небольшой мощности при числе полюсов в них $2p > 2$. В этом случае сечение меди обмоточных проводов получается небольшим ($S_{\text{пр}} = P/U_{ja}$), а объем паза, занимаемый изоляцией, — значительным (табл. 2.11).

Таблица 2.11

Значения коэффициентов использования $k_{и.п}$ и заполнения $k_{з.п}$ паза
от диаметра готового провода d

Коэффициент	Диаметр провода, мм										
	0,2	0,3	0,4	0,6	0,8	1,0	1,2	1,4	1,6	1,8	2,0
$k_{и.п}$	0,25	0,27	0,29	0,31	0,32	0,33	0,35	0,36	0,365	0,375	0,385
$k_{з.п}$	0,34	0,35	0,36	0,38	0,39	0,41	0,42	0,43	0,44	0,45	—

При выполнении обмотки из проводов прямоугольного сечения [20]

$$k_{з.п} = 0,6 \div 0,7; \quad k_{и.п} = 0,5 \div 0,58.$$

Применение петлевой обмотки при малых мощностях проектируемых машин потребовало бы уменьшения сечения обмоточных проводов вдвое и тем самым привело бы к необходимости увеличения площади пазов и, как следствие, к увеличению размеров машины.

В машинах повышенной мощности (машинах постоянного тока напряжением $U = 27$ В мощностью, превышающей 6 кВт), число витков в обмотке получается небольшим, а сечение, напротив, значительным. В связи с этим возникают проблемы технологического характера, связанные с выполнением обмотки, начинают проявляться негативные последствия, обусловленные вытеснением тока к поверхности проводников (увеличение сопротивления проводов). В машинах постоянного тока слишком малое число коллекторных пластин и зубцов приводит к повышенным пульсациям индукции в воздушном зазоре, недопустимому уровню пульсаций напряжения на коллекторе генераторов и момента двигателей, ухудшению коммутации. Все эти факторы приводят к необходимости перехода от волновой обмотки к петлевой.

Детальный анализ достоинств и недостатков волновой и петлевой обмоток машин постоянного тока и их сравнительная оценка даны в [27, 28] и других источниках. Обмотки специальных электрических машин переменного тока (главным образом авиационных) рассмотрены в [20].

Обмотки электрических машин, работающих в системах электрооборудования автономных объектов, так же как и электрические машины общего применения, выполняются с полным и укороченным шагом. Применение укорочения шага, как и выполнение обмоток двухслойными, приводит к уменьшению длины и вылета лобовых

частей, сопротивления и массы обмотки. В машинах переменного тока укорочение шага обмотки используется как эффективное средство улучшения формы кривой ЭДС (устранения из нее высших гармонических). К негативным последствиям укорочения шага обмотки относится уменьшение потокосцепления укороченных секций обмотки якоря по сравнению с секциями, выполненными с полным шагом, и, как следствие, уменьшение действующего и среднего значений ЭДС секций и уменьшение первой ее гармонической. При проектировании уменьшение действующего значения первой гармонической кривой ЭДС учитывается коэффициентом укорочения шага

$$k_{y1} = \sin(y/\tau)(\pi/2). \quad (2.60)$$

Выбор числа параллельных ветвей и сечения провода

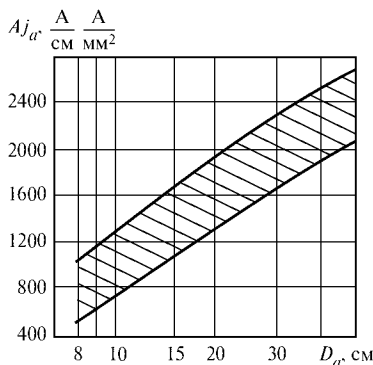
Сечение неизолированного провода обмотки якоря $S_{\text{пр}}$ определяется в зависимости от плотности тока j_a , которая, в свою очередь, выбирается в зависимости от типа проектируемой машины, ее мощности, режима работы и условий охлаждения, класса изоляции обмоточных проводов:

$$S_{\text{пр.г}} = I/(a_1 a_2 j_a), \quad (2.61)$$

где a_1 — число параллельных ветвей в обмотке (в фазе); a_2 — число параллельных ветвей в проводе; j_a — плотность тока в проводниках обмотки якоря.

В машинах постоянного тока число параллельных ветвей в обмотке якоря однозначно связано с типом выбранной обмотки. При выборе волновой обмотки $2a_1 = 2$, при выборе петлевой обмотки $2a_1 = 2p$. В машинах переменного тока число параллельных ветвей фазы не связано с типом используемой обмотки, а выбирается исходя из условия получения требуемой ЭДС при максимальном использовании площади паза и максимально простой технологии изготовления секции обмотки и укладки их в пазы.

Для более полного использования площади паза и упрощения технологии изготовления и укладки обмотки в пазы используется замена проводов обмотки a_2 проводами меньшего сечения. При повышенных частотах тока такое выполнение обмотки позволяет существенно уменьшить влияние на активное сопротивление обмотки скин-

Рис. 2.9. Зависимость Aj_a от диаметра якоря D_a

эффекта. Обычно плотность тока j_a выбирают в зависимости от предельно допустимого для проектируемой машины произведения Aj_a (после выбора линейной нагрузки A). Значения этого произведения определяют уровень тепловой нагрузки якоря (количество выделяемого в обмотке тепла на единицу поверхности расточки якоря). Для машин постоянного тока открытого исполнения общего применения допустимые значения произведения Aj_a могут быть определены по кривым $Aj_a(D_a)$ (рис. 2.9) [28].

Плотность тока авиационных генераторов постоянного тока с воздушным охлаждением за счет продува при оптимальных для них значениях линейной нагрузки составляет 15 — 20 А/мм². Плотность тока авиационных электродвигателей с увеличением мощности и размеров уменьшается вследствие реализации в них больших линейных нагрузок и ухудшения условий охлаждения с увеличением размеров. В табл. 2.12 приведены рекомендуемые значения плотности тока авиационных электродвигателей длительного режима работы с естественным охлаждением в зависимости от момента M [27].

Для двигателей повторно-кратковременного и кратковременного режимов работы значения плотностей токов в обмотке якоря больше найденных по табл. 2.12 значений на 10 — 20 % в зависимости от соотношения времени рабочего и нерабочего состояния двигателей (в зависимости от значений коэффициента тепловой перегрузки).

Таблица 2.12

Плотность тока авиационных электродвигателей

Плотность тока, А/мм ²	Момент, Н · м									
	0,03	0,06	0,1	0,2	0,5	0,8	1,0	2,0	5,0	10,0
При естественном охлаждении	7,5	7,0	6,5	6,1	5,5	5,1	5,0	4,7	4,2	4,0
При самовентиляции	—	—	12,0	11,5	11,0	10,7	10,3	9,8	9,3	9,0

Для автомобильных (вентильных) генераторов с самовентиляцией рекомендуемые значения плотности тока в обмотке якоря лежат в пределах 12—23 А/мм², а для тракторных генераторов — 8—12 А/мм² (меньшие значения относятся к генераторам большей мощности). Плотность тока в обмотках якоря автомобильных электродвигателей с естественным охлаждением выбирается в пределах 5—10 А/мм², а в двигателях с самовентиляцией ее можно увеличить до 15 А/мм² [27].

При выборе плотности тока электрических машин переменного тока также исходят из предельно допустимых тепловых нагрузок якоря, определяемых по допустимому значению произведения Aj_a . Согласно данным, приведенным в [20], предельно допустимое значение произведения Aj_a для генераторов с самовентиляцией мощностью 0,5—10 кВ · А лежит в пределах 600—2300 А²/(см · мм²).

Предельные тепловые нагрузки для генераторов большей мощности с различными системами охлаждения в зависимости от мощности можно определить, воспользовавшись для этого кривыми $Aj_a = P_{\text{ном}}$, приведенными на рис. 2.10. При выборе линейной нагрузки, исходя из условия обеспечения минимума массы при ограничениях по значениям плотности тока, для генераторов небольшой мощности (1—5 кВ · А), j_a можно выбрать в пределах 7—10 А/мм², для авиационных генераторов с продувом встречным потоком воздуха — в пределах 12—19 А/мм², для генераторов с масляным охлаждением — 18—25 А/мм².

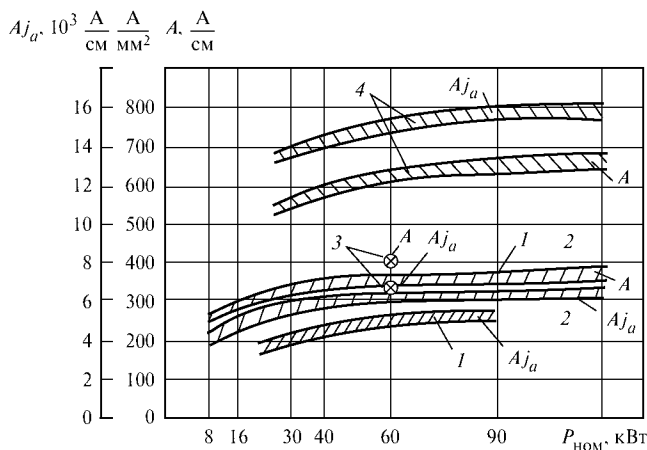


Рис. 2.10. Значения параметров нагрузки якоря синхронных генераторов с различными системами охлаждения:

1 — с самовентиляцией; 2 — с продувом; 3 — с масляным охлаждением; 4 — со струйным масляным охлаждением

Определение числа зубцов (пазов) для размещения обмотки якоря

В электрических машинах переменного тока число зубцов якоря $Z_a = Z_c$ выбирается в зависимости от числа фаз m , числа пар полюсов p и от принятого для реализации в проектируемой машине числа пазов на полюс и фазу q :

$$Z_c = 2pmq, \quad (2.62)$$

где m — число фаз.

Распределение секции обмотки якоря по пазам является столь же эффективным средством устранения высших гармонических из кривой ЭДС, как и укорочение ее шага. Кроме того, выполнение обмотки с распределенными по пазам секциями позволяет существенно уменьшить индуктивные сопротивления машины, что благоприятно сказывается на их рабочих характеристиках и массогабаритных показателях.

Качество вырабатываемой энергии особенно важно для авиационных генераторов первичных систем электроснабжения, поэтому они

выполняются с повышенным числом пазов на полюс и фазу или для достижения той же цели q выбирается дробным. Обмотки с дробным числом на полюс и фазу по конечному результату воздействия на высшие гармонические ЭДС эквивалентны обмоткам с целым числом q , равным числителю неправильной дроби. Наиболее характерные значения q для некоторых из находящихся в эксплуатации авиационных генераторов приведены в табл. 2.13 [20].

Уменьшение действующего значения первой гармонической ЭДС за счет распределения обмотки якоря по пазам учитывается при электромагнитных расчетах посредством коэффициента распределения k_{p1} ,

$$k_{p1} = [\sin(\pi/2m)]/[q \sin(\pi \cdot 2qm)]. \quad (2.63)$$

Значения коэффициента k_{p1} в зависимости от числа пазов на полюс и фазу приведены в табл. 2.14.

Автомобильные генераторы выполняют с числом зубцов $Z_c = 18$ и 36 при $m = 3$ и $2p = 12$, что соответствует $q = 0,5$ и 1. В перспективе все автомобильные генераторы массового выпуска планируется изготавливать с $Z_c = 36$, т.е. с $q = 1$.

Тракторные генераторы выполняют с сосредоточенными на каждом зубце катушками обмотки якоря, и они имеют при этом явно

Таблица 2.13

Параметры авиационных генераторов

Параметр	Номинальная мощность, кВт · А		
	7,5	15	60, 90, 120
q	$1\frac{1}{4}$	$1\frac{1}{2}$	$4\frac{1}{2}$
Z_c	45	54	81
$2p$	12	12	6

Таблица 2.14

Значения коэффициента распределения k_p

Коэффициент	Число пазов на полюс и фазу										
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
k_{p1}	1	0,966	0,960	0,958	0,957	0,956	0,956	0,956	0,956	0,955	0,955

выраженное зубчатое строение (открытие пазов соизмеримо с шириной зубцов). В наиболее распространенных конструкциях тракторных генераторов $Z_c = 9$, $Z_p = 6$, что соответствует

$$q = \frac{Z_c}{2mZ_p} = \frac{1}{4}. \quad (2.64)$$

Известны пятифазные конструкции тракторных генераторов с $Z_c = 15$, $Z_p = 10$. В высокоскоростных электроэнергетических турбогенераторных установках применяются индукторные генераторы и электродвигатели с $q = 1/5$, $1/7$, $1/11$.

Для улучшения формы кривой ЭДС наряду с укорочением шага обмотки якоря и распределения ее секций по пазам используется скос пазов относительно оси машины. Воздействие его на первую гармоническую ЭДС учитывается коэффициентом скоса

$$k_{ск1} = [2 \sin (\alpha / 2)] / \alpha, \quad (2.65)$$

где α — центральный угол скоса, рад.

Изменение действующего значения первой гармонической ЭДС за счет перечисленных мероприятий по улучшению ее формы определяет обмоточный коэффициент $k_{о1}$,

$$k_{о1} = k_{y1} k_{p1} k_{ск1}. \quad (2.66)$$

Число пазов электрических машин постоянного тока выбирают согласно рекомендациям, полученным на основе опыта проектирования и эксплуатации выполненных машин в зависимости от диаметра якоря, имея в виду при этом, что с увеличением Z_a улучшается коммутация, уменьшается амплитуда зубцовых пульсаций напряжения (в генераторах) и момента (в двигателях), снижаются добавочные потери. Ограничением по выбору большого числа зубцов являются минимально допустимая ширина зубцов (b_z не может быть меньше 1,5 мм) и усложненные технологии изготовления машины. Согласно рекомендациям [22] число зубцов статора следует выбирать с учетом следующих ограничений:

для машин с $D > 30$ см значение $Z_a = (0,78 \div 1,55)D$;

для машин с $D < 30$ см $Z_a = (1 \div 3)D$;

для машин малой мощности $Z_a = (3 \div 4)D$.

Большие значения Z_a внутри приведенных диапазонов возможного их выбора относятся к машинам с меньшим диаметром.

Для улучшения коммутации и уменьшения пульсаций основного потока желательно, чтобы при выбранном Z_a отношение $\frac{Z_a}{p}$ было нечетным. Кроме того, для обеспечения симметрии петлевой обмотки $\frac{Z_a}{p} = \frac{Z}{a}$ должно быть целым числом. При применении в проектируемой машине волновой обмотки Z_a и p должны быть взаимно простыми числами.

Имеется и другой, более конструктивный путь определения числа зубцов якоря, построенный на аналитических зависимостях между Z_a и количеством конструктивных элементов обмотки и коллектора [21]. Этот путь предусматривает поиск Z_a в результате последовательного определения:

- числа проводников в обмотке N_a из условия обеспечения требуемой ЭДС,

$$N_a = \frac{60aE_a}{np\Phi_{\delta \max}}, \quad (2.67)$$

где a — число пар параллельных ветвей обмотки якоря;

- числа витков в секции w_c из условия обеспечения нормального протекания коммутационных процессов (рис. 2.11);

- числа коллекторных пластин K , соответствующего выбранному w_c ,

$$K = \frac{N_a}{2w_c}. \quad (2.68)$$

Найденные значения K следует сопоставить с числом коллекторных пластин выполненных машин при том же D (рис. 2.12).

После определения значения K и выбора числа элементарных пазов $u_{\Pi} = 1, 2$ или 3 определяется искомое число зубцов (пазов) якоря

$$Z_a = \frac{K}{u_{\Pi}}, \quad (2.69)$$

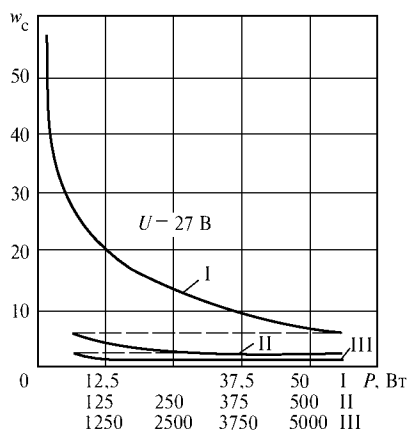


Рис. 2.11. Изменение числа витков в секции с ростом мощности авиационных машин постоянного тока

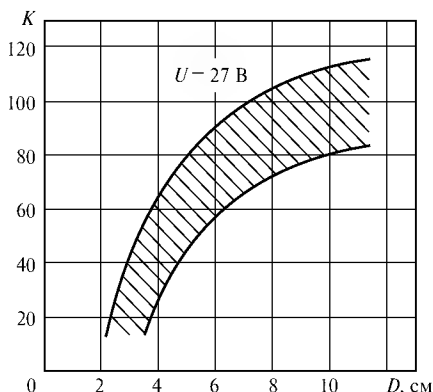


Рис. 2.12. Число коллекторных пластин авиационных машин постоянного тока

уточняется число витков в секции

$$w_c = \frac{N_a}{2Z_a}, \quad u_{\Pi} = \frac{N_a}{2K}$$

и проверяются условия симметрии и выполнимости обмотки. Отношения $\frac{K}{a}$, $\frac{Z_a}{a}$, $\frac{2p}{a}$ должны быть целыми числами (применительно к петлевой обмотке $a = p$).

При использовании волновой обмотки следует проверить условия ее замкнутости, состоящее в том, что найденные значения K , Z_a и u_{Π} не должны иметь общего делителя с числом пар полюсов p .

Определение числа витков в обмотке

Общее число витков в обмотке якоря машин постоянного тока определяется по формуле

$$w_a = N_a / 2,$$

а число витков в параллельной ветви

$$w_a = N_a / 2a. \quad (2.70)$$

Число последовательно соединенных витков в фазе машины переменного тока находятся из выражения

$$w_{\phi} = \frac{\pi D A}{2 m I}, \quad (2.71)$$

или

$$w_{\phi} = \frac{E_1}{4 k_{\phi E} f \Phi_{\delta \max} k_{o1} k_{ис1}}, \quad (2.72)$$

где $E_1 = k_E U_{ном}$.

Число проводников в пазу

$$N_{\Pi} = \frac{2 m w_{\phi} a_1 a_2}{Z_a} = \frac{w_{\phi} a_1 a_2}{p q}. \quad (2.73)$$

Площадь паза, необходимая для размещения обмотки

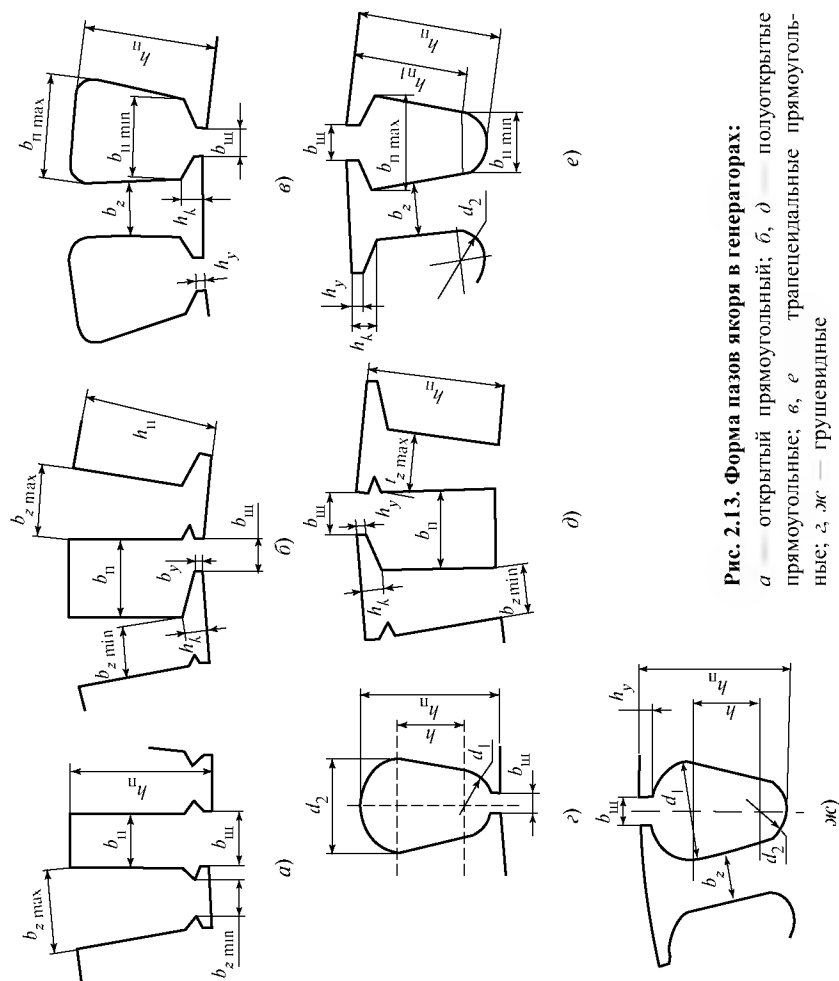
$$S_{\Pi} = N_{\Pi} S_{пр} / k_{з.п} \quad \text{или} \quad S_{\Pi} = N_{\Pi} S_{пр.г} / k_{и.п}.$$

Определение геометрии и размеров паза

Для размещения обмотки якоря в электрических машинах, работающих в системах электрооборудования автономных объектов, используются такие же по форме пазы, как и в электрических машинах, используемых в других областях техники: открытые, полукоткрытые, полужакрытые, прямоугольной, трапецидальной, грушевидной и круглой форм (рис. 2.13). Применяются также и закрытые пазы с тонкой перемышкой, отделяющей область паза от воздушного зазора. В индукторных машинах с явно выраженным зубчатым строением якоря применяются открытые пазы трапецидальной формы, разделенные трапецидальными по форме зубцами или зубцами с параллельными стенками (рис. 2.14).

При выборе формы внутренней полости паза и его раскрытия следует принимать во внимание следующие обстоятельства.

1. Трапецидальные, грушевидные и круглые пазы характеризуются значительно лучшим использованием их объема при укладке в них проводов круглого сечения, а прямоугольные пазы при заполнении их проводами прямоугольного сечения. Круглые провода рекомендуется применять в тех случаях, когда сечение провода



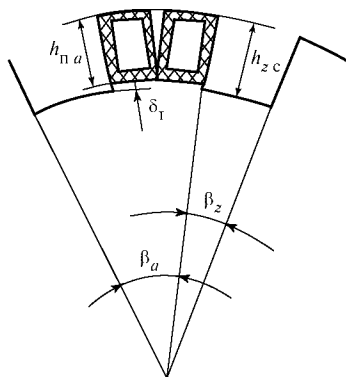


Рис. 2.14. Сектор зубцовой зоны статора (δ_1 — технологический зазор)

$S_{\text{пр.г}} < 2 \text{ мм}^2$. При $S_{\text{пр.г}} > 2 \text{ мм}^2$ следует выбирать прямоугольные провода или использовать для выполнения обмотки два параллельных провода общим сечением не меньше требуемого.

2. Для улучшения массогабаритных и энергетических показателей и показателей качества вырабатываемой энергии применяют полузакрытые и закрытые пазы, так как при малом открытии паза в значительно меньшей степени проявляются зубцовые гармоники в кривых распределения магнитной индукции в зазоре $B_\delta(x)$, потокосцеплении обмоток и ЭДС. При этом поверхностные потери в полюсах индуктора уменьшаются. Кроме того, при малом раскрытии паза меньше значение коэффициента воздушного зазора k_δ и вследствие этого меньшая МДС затрачивается на проведение магнитного потока через зазор,

$$k_\delta = \tau_c \left(5 + \frac{b_{\text{ш}}}{\delta} \right) / \left[\tau_c \left(5 + \frac{b_{\text{ш}}}{\delta} \right) - \left(\frac{b_{\text{ш}}}{\delta} \right)^2 \right], \quad (2.74)$$

где $b_{\text{ш}}$ — раскрытие (ширина щели) паза.

При двусторонней зубчатости зазора коэффициент k_δ определяется как произведение:

$$k_\delta = k_{\delta 1} k_{\delta 2}. \quad (2.75)$$

Значения $k_{\delta 1}$ и $k_{\delta 2}$ определяют по (2.74) при условии односторонней зубчатости при том же δ с одной и другой стороны.

Применение открытых пазов позволяет существенно упростить технологию укладки обмотки, так как позволяет использовать предварительно изготовленные и полностью изолированные секции. Эти же пазы характеризуются наименьшей проводимостью для потоков пазового рассеяния обмотки якоря λ_{Π} и меньшими значениями индуктивного сопротивления рассеяния x_s .

Определение размеров паза производится при известной расчетной ширине зубца $b_{z \min} = \frac{B_{\delta} \tau_c}{k_c B_{z \max}}$, известной форме паза и известной его площади. Поэтому, по существу, определение размеров паза сводится к решению обычной геометрической задачи по определению нескольких неизвестных размеров геометрической фигуры по достаточному числу известных ее размеров. Ниже в качестве примера приведено решение такой задачи применительно к пазам трапециевидальной формы, широко используемым в конструкциях индукторных машин (рис. 2.14). При этом примем $b_{zc} = b_{zp}$.

Согласно рис. 2.14 площадь паза, занятая проводниками обмотки,

$$S_{\Pi.Г} = (\tau_c - b_{zc})h_{zc}; \quad h_{zc} = h_{\Pi.а} + \delta_T, \quad (2.76)$$

где δ_T — технологический зазор, предусматриваемый для размещения элементов крепления обмотки и для надежного исключения соприкосновения обмотки с ротором; $h_{\Pi.а}$ — высота паза, занимаемая проводниками обмотки.

Подставив в (2.76) вместо τ_c и b_{zc}

$$\tau_c = \frac{\pi D}{Z_a}; \quad b_{zc} = b_{zp} = \alpha_z \frac{\pi D}{Z_p}, \quad (2.77)$$

получим

$$S_{\Pi.Г} = \frac{\pi D}{Z_a} (1 - 2mq\alpha_z); \quad 2mq = Z_a/Z_p. \quad (2.78)$$

Для гарантированного размещения проводников обмотки в пазу необходимо, чтобы площадь $S_{\Pi.Г}$, найденная из (2.78) была равна пло-

щади S_γ , выраженной через характеризующие обмотку электрические параметры (ток в проводниках, плотность тока).

Очевидно,

$$S_\gamma = \frac{2mw_\phi S_{\text{пр}}}{Z_a k_{\text{и.п}}} = \frac{2mw_\phi I}{Z_a j_a k_{\text{и.п}}}. \quad (2.79)$$

Приравняв $S_{\text{п.г}}$ и S_γ , найдем

$$h_{\text{п.г}} = \frac{A}{j_a k_{\text{и.п}} (1 - 2mq\alpha_z)} \delta_T. \quad (2.80)$$

При $\delta_T = 0$

$$h_{\text{п.г}} = \frac{A}{j_a k_{\text{и.п}} (1 - 2mq\alpha_z)}. \quad (2.81)$$

Как видно из (2.81), высота паза $h_{\text{п.г}}$ при выполнении его согласно рис. 2.9 не зависит от размеров расточки (от главных размеров машины), а является лишь функцией линейной нагрузки A , плотности тока j_a и геометрии зубцовой зоны, определяемой соотношением между числом зубцов статора Z_a и ротора Z_p и коэффициентом зубцового перекрытия α_z . С ростом линейной нагрузки A высота паза увеличивается. Увеличивается и его значение в относительных единицах:

$$h_{\text{п.г}}^* = h_{\text{п.г}} / D \equiv A^{2/3}.$$

Контрольные вопросы и задания

1. Запишите уравнения взаимосвязи между размерами расточки якоря и электромагнитными параметрами альтернативных и пульсационных электрических машин с распределенными по пазам и сосредоточенными на зубцах секциями (катушками) обмотки якоря. Обоснуйте различия между этими уравнениями.
2. Какие принципиальные моменты не учтены при выводе расчетных соотношений для определения размеров расточки якоря и к каким последствиям это может привести?
3. Функцией каких параметров является электромагнитная расчетная мощность проектируемых преобразователей? Охарактеризуйте методы ее определения на стадии проектного расчета.
4. Каким образом учитывается при проектировании неравномерность воздушного зазора вдоль расточки якоря?

5. Представьте в аналитическом виде кривую распределения магнитной индукции в воздушном зазоре при

$$F_a(x) = F_{a \max} \cos \frac{\pi}{\tau_p} x;$$

$$\lambda_\delta(x) = \lambda_0 + \lambda_1 \cos \frac{\pi}{\tau_p} x + \lambda_2 \cos \frac{\pi}{\tau_p} 2x,$$

где $\lambda_\delta(x)$ — кривая распределения вдоль расточки якоря удельной магнитной проводимости воздушного зазора.

6. Оказывает ли влияние на выбор размеров расточки якоря неравномерность воздушного зазора, обусловленная раскрытием пазов?
7. Определите коэффициент формы кривой ЭДС при синусоидальной, прямоугольной и треугольной формах.
8. При условиях п. 7 определите расчетные значения коэффициента полюсного перекрытия α_p .
9. Используя основное расчетное соотношение определите предельное значение электромагнитной мощности по условию механической прочности ротора.
10. Обоснуйте присутствие в расчетных соотношениях для определения размеров расточки якоря длины зубцового деления статора τ_c^* в относительных единицах.
11. Обоснуйте целесообразность выполнения электромагнитных расчетов по первым гармоническим кривым изменения их электрических и магнитных параметров.
12. Раскройте физический смысл и причины появления в расчетных соотношениях для определения размеров расточки якоря обмоточного коэффициента k_{01} .
13. Представьте в графическом виде кривые распределения магнитной индукции в воздушном зазоре альтернативных, альтернативно-пульсационных и пульсационных электрических машин и сопоставьте размеры их роторов при одних и тех же значениях электромагнитной мощности, электромагнитных нагрузок и частоты вращения.
14. По каким причинам в основном расчетном соотношении представлена магнитная индукция в воздушном зазоре, а не магнитная индукция, например в спинке якоря?
15. Как повлияет на выбор магнитной индукции в воздушном зазоре применение в проектируемом преобразователе более качественных в магнитном отношении материалов магнитопровода?
16. К каким последствиям может привести выбор размеров магнитопровода якоря вне связи с выбором главных размеров проектируемых электрических машин?
17. Обоснуйте, какой из размеров магнитопровода больше: высота спинки якоря h_{ja} или индуктора h_{ji} ?

18. Сопоставьте и количественно оцените размеры магнитопроводов якоря и индуктора пульсационных и альтернативных машин.
19. Какие типы обмоток используются в электрических машинах? Сопоставьте параметры и размеры петлевых и волновых обмоток.
20. Влияет ли на размеры проектируемых преобразователей уровень напряжения?
21. Оцените влияние на размеры пазов под обмотки якоря линейной нагрузки A и магнитной индукции в воздушном зазоре B_δ .
22. Поясните критерии выбора формы и раскрытия пазов под обмотку якоря. Дайте сравнительную оценку по этим критериям трапецеидальных, круглых, открытых, полужакрытых и полностью закрытых пазов.
23. Какие факторы ограничивают возможность минимизации размеров якоря и индуктора за счет выбора при их проектировании больших значений линейной нагрузки A и магнитной индукции в воздушном зазоре B_δ ?

ОПРЕДЕЛЕНИЕ (ВЫБОР) ЧИСЛЕННЫХ ЗНАЧЕНИЙ ПЕРЕМЕННЫХ НА СТАДИИ ПРОЕКТНОГО РАСЧЕТА ЭЛЕКТРОМАШИННЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

3.1. Общие сведения

Речь идет об определении значений коэффициентов, определяющих геометрию полюсной системы проектируемых машин (коэффициентов α_p и $\tau^* = \tau/\delta$), и производных от них коэффициентов α_i и $k_{\phi E1}$, конструктивного коэффициента λ_i , числа пар полюсов машины p , электромагнитных нагрузок A и B_δ и коэффициента k_E , связывающего электромагнитную мощность $S_{\gamma 1}$ с мощностью на нагрузке S_H .

При выборе независимых переменных должны приниматься во внимание все те позитивные и негативные качества, которые может приобрести проектируемая машина при реализации в ней выбранных численных значений этих переменных. Обязательным условием осуществления целенаправленного поиска численных значений переменных, обеспечивающих наилучшее решение поставленных при проектировании задач, является знание области их реальных значений (тех значений, которые могут быть реализованы в проектируемой машине на этапе ее проектирования и изготовления). Столь же обязательным условием выбора переменных является знание и учет ограничений, которые не позволяют при заданных условиях работы машины выбирать значения независимых переменных больше или, наоборот, меньше определяемых этими условиями граничных (предельных) значений.

Наиболее типичной для практики проектирования различного вида электрооборудования автономных объектов является задача проектирования их на минимальные габаритные показатели при ограничениях по нагреву и одному из габаритных размеров. Некоторые дополнительные ограничения по выбору независимых переменных могут проявиться в процессе проектирования. Например, может возникнуть такая ситуация, что при выбранных значениях независи-

мых переменных диаметр ротора получается больше допустимого по условию механической прочности или максимальная площадь, которую можно выделить при найденном диаметре под пазы, недостаточна для размещения в них обмотки якоря и т.п.

3.2. Определение расчетного коэффициента полюсного перекрытия

Коэффициент α_i зависит от всех тех факторов, которые определяют форму кривой распределения магнитной индукции в воздушном зазоре $B_\delta(x)$, а именно от геометрии полюсной системы и воздушного зазора, характера и значения нагрузки. Практически во всех методиках проектного расчета электрических машин как общего, так и специального назначения последний фактор во внимание не принимается вследствие невозможности предвидеть, а тем более количественно оценить изменение кривой $B_\delta(x)$ при нагрузке в машине с еще не найденными размерами. Поэтому значения коэффициента α_i определяются, как было отмечено ранее, исходя из кривой распределения магнитной индукции при холостом ходе, т.е., по существу, безотносительно к выбранным при определении диаметра D и длине расточки якоря l_i значениям линейной нагрузки.

Рекомендации по выбору значений расчетного коэффициента полюсного перекрытия в виде кривых или расчетных соотношений приводятся применительно к той области значений реального (конструктивного) коэффициента полюсного перекрытия $\alpha_p = b_p/\tau$ (см. рис. 2.8), которая охватывает значения α_p , реализованные в наиболее удачно выполненных машинах. Применительно к авиационным электрическим машинам и машинам автотракторного назначения эта область ограничена значениями $0,5 \leq \alpha_p \leq 0,8$. Значения расчетного коэффициента α_i электрических машин переменного тока, соответствующие этой области, определяются из выражения

$$\alpha_i = \alpha_p k_\alpha + 4\{\delta/\tau + [6\delta_{\max}/(1 - \alpha_p)\delta]\}. \quad (3.1)$$

Коэффициент k_α определяется из табл. 3.1 [20] в зависимости от отношения максимального зазора под полюсом $\delta_{\max}$ к минимальному зазору δ (см. рис. 2.4).

Таблица 3.1

Зависимость коэффициента k_α от отношения $\delta_{\max}/\delta$

Параметр	Значение				
$\delta_{\max}/\delta$	1,0	1,5	2,0	2,5	3,0
k_α	1,0	0,85	0,77	0,71	0,66

Таблица 3.2

Зависимость коэффициента α_p от числа пар полюсов p

Коэффициент	Число пар полюсов				
	2	3	4	5	6
α_p	0,65	0,68	0,72	0,75	0,78

При равномерном зазоре $\delta_{\max} = \delta$

$$\alpha_i = \alpha_p + 4/\{\delta/\tau + [6/(1 - \alpha_p)\delta]\}.$$

Значения коэффициента α_p для авиационных генераторов выбираются в зависимости от числа пар полюсов p по данным табл. 3.2 [20].

Значения расчетного коэффициента полюсного перекрытия α_i при проектировании электрических машин постоянного тока выбирают в пределах [27]:

для авиационных генераторов	— 0,65 — 0,67;
для авиационных электродвигателей	— 0,65 — 0,67;
для автомобильных генераторов	— 0,67 — 0,73;
для автомобильных электродвигателей	— 0,60 — 0,75;
для автомобильных стартеров	— 0,70 — 0,75.

Рекомендации по выбору параметров автомобильных генераторов постоянного тока приведены применительно к машинам, которые применялись до полной замены их вентильными генераторами.

Значения реального (конструктивного) коэффициента полюсного перекрытия α_p машин постоянного тока, соответствующие выбранным значениям α_i при равномерном зазоре, определяются из выражения

$$\alpha_p = \alpha_i - 2\delta/\tau.$$

При неравномерном зазоре

$$\alpha_p = \alpha_i + (6 \div 8)\delta/\tau.$$

При попытке спроектировать машину на значения α_p , а следовательно, и α_i , заметно отличающиеся от рекомендуемых, следует иметь в виду, что это может отрицательно сказаться на конечных результатах проектирования. Так, выбор коэффициента α_i больших рекомендуемых значений влечет за собой увеличение межполюсных потоков рассеяния вследствие сближения полюсных наконечников, увеличение в связи с этим сечений элементов системы возбуждения (сердечников электромагнитов и постоянных магнитов), их размеров и массы. В электрических машинах с электромагнитным возбуждением обычной конструкции с полюсами на роторе при больших α_p могут возникнуть затруднения с размещением обмотки возбуждения, что потребует корректировки принятого значения конструктивного коэффициента λ_i в сторону меньших, неоптимальных его значений или уменьшения принятых при определении $D^2 l_i$ значений линейной нагрузки A .

В машинах постоянного тока сближение полюсов, вызванное выбором больших значений α_i , приводит к увеличению индукции в зоне коммутации от поля поперечной реакции якоря и увеличению ЭДС в коммутируемой секции, что вызывает заметное ухудшение коммутации. Проявляются и другие нежелательные последствия выбора больших значений α_i (усиление размагничивающего действия поперечной реакции якоря на основное поле машин постоянного тока, увеличение потерь в магнитопроводах этих машин, увеличение индуктивных сопротивлений машин переменного тока и т.п.). К не менее серьезным последствиям приводит и выбор α_i меньших рекомендуемых значений. Наиболее существенным из них является увеличение $D^2 l_i$.

3.3. Определение коэффициента формы кривой ЭДС

Значения коэффициента $k_{\phi E1}$, как и расчетного коэффициента α_i , на стадии предварительного определения главных размеров электрических машин определяют в зависимости от принятых значений коэффициента α_p и отношения $\delta_{\max}/\delta$. При равномерном зазоре под

Таблица 3.3

Зависимость коэффициента $k_{\phi E1}$ от коэффициента полюсного перекрытия

Коэффициент формы	Коэффициент α_p			
	0,5	0,6	0,7	0,8
$k_{\phi E1}$	1,18	1,15	1,1	1,04

полюсами значения коэффициента $k_{\phi E1}$ для альтернативных машин можно выбрать из табл. 3.3.

3.4. Выбор числа пар полюсов

Число пар полюсов p не оказывает прямого влияния на размеры и массу индуктора (в расчетное соотношение для определения $D^2 l_i$; число пар полюсов p не входит). Тем не менее, его влияние на них при выбранном необоснованно большом p может быть значительным. Основной причиной этого является прямо пропорциональное увеличение с ростом p числа воздушных зазоров, через которые необходимо провести магнитный поток и, как следствие, существенное возрастание МДС обмотки возбуждения, несмотря на обусловленное сокращением полюсного деления уменьшение той доли этой МДС, которая компенсирует размагничивающее действие реакции якоря. Увеличение МДС обмотки возбуждения и числа катушек в ней приводит к увеличению расхода меди на ее изготовление, росту потерь в ней, а также к усложнению конструкции и технологии изготовления и удорожанию машины.

В машинах с индуктором на роторе при определенном числе полюсов возникает проблема с размещением обмотки возбуждения. Увеличение числа полюсов сопровождается также увеличением потоков рассеяния обмоток возбуждения вследствие сокращения расстояния между полюсами при мало изменяющейся при этом МДС размещенных между ними проводников. С ростом числа полюсов увеличиваются частота перемагничивания стали якоря и потери в нем, что неблагоприятно сказывается на тепловом режиме работы и энергетических показателях машины.

Наряду с перечисленными негативными последствиями увеличения числа пар полюсов машина приобретает и определенные положительные качества. В машинах с большим числом полюсов меньше высота спинок якоря и индуктора, элементы системы возбуждения в них меньше подвержены размагничивающему воздействию МДС якоря:

$$F_{aq} = \alpha_i \tau A;$$

$$F_{ad \max} = \frac{m \sqrt{2}}{\pi} \frac{I_d w_{\Phi}}{p} k_{o1} k_{ad},$$

где F_{aq} — МДС поперечной реакции якоря в машинах постоянного тока; $F_{aq \max}$ — максимальное значение МДС якоря по продольной оси, приведенной к МДС возбуждения (в машинах переменного тока); I_d — действующее значение продольной составляющей тока; k_{ad} — коэффициент приведения МДС якоря по продольной оси к МДС возбуждения (см. гл. 6); k_{o1} — обмоточный коэффициент.

С ростом числа полюсов уменьшаются вылет лобовых частей и средняя длина витка обмотки якоря, ее сопротивление и потери в ней. В электрических машинах переменного тока с ростом p существенно уменьшаются индуктивные сопротивления обмотки якоря.

В машинах постоянного тока увеличение числа полюсов способствует уменьшению длины щеток и коллектора, что положительно сказывается на размерах этих машин.

С учетом перечисленных положительных и отрицательных факторов число полюсов электрических машин постоянного тока рекомендуется выбирать в следующих пределах [27]:

авиационные электрические машины

$$p_{\text{ном}} < 50 \text{ Вт}, 2p = 2;$$

$$p_{\text{ном}} = 50 \div 5000 \text{ Вт}, 2p = 4;$$

$$p_{\text{ном}} = 6 \div 10 \text{ кВт}, 2p = 6;$$

$$p_{\text{ном}} = 12 \div 18 \text{ кВт}, 2p = 8;$$

автомобильные генераторы

$$p_{\text{ном}} < 400 \text{ Вт}, 2p = 2;$$

$$p_{\text{ном}} > 400 \text{ Вт}, 2p = 4;$$

автомобильные электродвигатели

$$2p = 2;$$

автомобильные стартеры

$$2p = 4.$$

В электрических машинах переменного тока число пар полюсов однозначно связано с частотой тока f и частотой вращения вала n :

$$p = \frac{60f}{n},$$

поэтому, как правило, выбору не подлежит. Исключение составляют вентильные электрические машины. В них допускается такая же свобода выбора числа пар полюсов, как и в машинах постоянного тока. Основными факторами, ограничивающими выбор p , являются частотные характеристики диодов.

Число пар полюсов в автомобильных вентильных генераторах с учетом указанных ограничений $p = 6$, в бесконтактных авиационных генераторах серии ГСБК $p = 4 \div 8$.

3.5. Определение конструктивного коэффициента

В тех случаях, когда в задании на проектирование не содержится ограничений по наружному диаметру машины, значения конструктивного коэффициента λ_i выбираются из условия обеспечения минимальных массы, габаритных размеров и стоимости при обязательном учете требований к механической прочности и жесткости вращающихся элементов конструкции. При этом принимаются во внимание следующие, не требующие специального обоснования и пояснения факторы.

Машины, выполненные с более высокими значениями λ_i , имеют лучшие массогабаритные и энергетические показатели за счет меньшей длины и вылета лобовых частей по сравнению с машинами с меньшими значениями этого коэффициента и меньшие по сравнению с ними сопротивление обмотки якоря и потери в ней. Меньше у таких машин и конструктивная масса (меньше масса подшипниковых щитов и станины). Помимо этого они характеризуются лучшими динамическими свойствами (момент инерции роторов $J = D^4 l_i$).

Наиболее серьезные ограничения для выполнения машин с большими значениями конструктивного коэффициента возникают из-за ухудшения условий для отвода тепла с нагретых частей машин с протяжной аксиальной вентиляцией. Снижение интенсивности теплоотвода приводит к необходимости снижения линейной нагрузки, а это приводит к увеличению размеров и массы машины. Кроме того, машины, выполненные с большими λ_i , характеризуются относительно низким использованием площади паза вследствие увеличения площади, занимаемой пазовой изоляцией. Для размещения проводников в пазах с относительно большой площадью, занимаемой пазовой изоляцией, приходится сужать зубцы, а это неблагоприятно сказывается на использовании машины. В генераторах с малым диаметром якоря трудно реализовать такое эффективное средство улучшения качества электроэнергии, как распределение секций обмотки по пазам, из-за ограничений нанесения на малый диаметр большого числа пазов.

При выборе значений λ_i важно иметь в виду также, что с увеличением длины якоря увеличиваются расстояние между подшипниками и нагрузки на них и что вследствие вероятного прогиба вала может возникнуть необходимость в увеличении воздушного зазора, а это приводит к увеличению размеров и массы элементов системы возбуждения и массы машины в целом.

В машинах постоянного тока при увеличении относительной длины якоря возрастает реактивная ЭДС в коммутируемых секциях и ухудшаются условия коммутации, что приводит к сокращению срока их службы.

На основе результатов расчетно-исследовательских работ и опытных данных определены области оптимальных значений конструктивного коэффициента λ_i (значений, обеспечивающих при достаточно высоком уровне энергетических показателей наименьшую массу машины и высокие эксплуатационные качества).

Рекомендуемые значения λ_i для электрических машин постоянного тока [27]:

для авиационных генераторов	— 0,7—0,95;
для авиационных электродвигателей	— 0,7—1,1;
для автомобильных вентильных генераторов	
с когтеобразным ротором мощностью	
250—1250 Вт [31]	— 0,5—0,4;
для автомобильных электродвигателей	— 0,5—0,8.

Для авиационных электрических машин подобных четких рекомендаций по выбору λ_i не установлено. При выборе λ_i для них в первом приближении можно воспользоваться рекомендациями, полученными для машин переменного тока общего применения:

$$\lambda_i = l_i / \tau = 0,5 / \sqrt{p};$$

$$\lambda_i = l_i / D = 0,8 / \sqrt{p}.$$

3.6. Расчет электромагнитных нагрузок

Электромагнитные нагрузки (линейная нагрузка A и магнитная индукция в воздушном зазоре B_δ) по степени воздействия на основные технико-экономические показатели электрических машин превосходят все другие расчетные и физические параметры, используемые в процессе проектирования. Так, произведение AB_δ оказывает на объем активной части ротора ($\pi D^2 l_i / 4$) такое же влияние, как мощность проектируемой машины $S_{\text{ном}}$ или $P_{\text{ном}}$ и частота вращения ротора n .

Линейная нагрузка оказывает определяющее влияние на число витков в обмотке якоря w_a (оно прямо пропорционально $A^{2/3}$), ее сопротивление и потери в ней, а произведение Aj_a определяет тепловые нагрузки якоря (потери в меди якоря на единицу поверхности расточки якоря) и используется при проектировании как одна из функций, ограничивающих выбор переменных по условиям нагрева. Эти же параметры (A, j_a) определяют площадь и высоту пазов под обмотку якоря [см. (2.80)] и посредством этого оказывают определенное влияние на МДС зубцов, а следовательно, и на МДС элементов системы возбуждения. Основное же влияние на МДС обмотки возбуждения линейная нагрузка оказывает через непосредственно связанную с ней МДС якоря по продольной оси F_{ad} в машинах переменного тока и МДС по поперечной оси $F_{qd} = A\alpha_i \tau$, оказывающую размагничивающее действие по продольной оси, в машинах постоянного тока. В результате увеличиваются размеры обмотки возбуждения, ее масса и потери в ней.

Реализация в проектируемых машинах больших значений линейной нагрузки приводит к увеличению реактивностей обмоток машин

переменного тока и индуктивности секций машин постоянного тока. Вследствие этого внешние характеристики генераторов переменного тока приобретают крутопадающий характер, уменьшается кратность тока короткого замыкания, снижается перегрузочная способность, затрудняется регулирование напряжения. В машинах постоянного тока ухудшаются условия коммутации. Несмотря на отмеченное увеличение размеров и массы отдельных элементов магнитной системы электрических машин с ростом линейной нагрузки, определяющее влияние на их массу в значительном диапазоне изменения A оказывает уменьшение объема и массы ротора и лишь при линейных нагрузках больших предельно допустимых по условиям нагрева их значений преобладающим становится увеличение массы меди в общей массе машин и размеры их начинают возрастать (рис. 3.1).

Выбранные на стадии определения главных размеров значения магнитной индукции в воздушном зазоре B_δ при их реализации в проектируемой машине определяют магнитное состояние всех участков магнитопровода.

Выбор для реализации в проектируемой машине больших значений B_δ независимо от того, произведен ли он при фиксированном значении произведения $AB_\delta = (AB_\delta)_\Phi$ или фиксированных значениях линейной нагрузки A или Aj_a , всегда приводит к увеличению магнитного потока полюсов ($\Phi_\delta = B_\delta \alpha_i \tau l_i = B_\delta^{1/3}$) и магнитных потоков во всех других участках магнитопровода (в зубцах, спинках, сердечниках полюсов и т.п.).

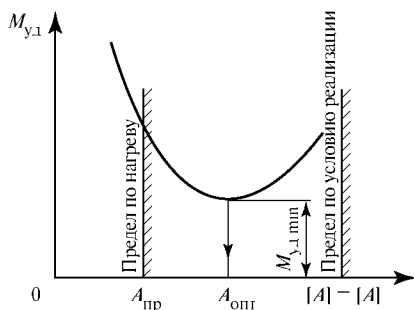


Рис. 3.1. Кривая изменения удельной массы генератора в зависимости от линейной нагрузки

При постоянстве расчетных значений магнитной индукции в магнитопроводе это приводит к увеличению сечений всех его участков, сужению пазов под обмотки якоря и возбуждения и в конечном счете, к возрастанию радиальных размеров якоря. Если в проектируемой машине обмотка возбуждения расположена на роторе, то увеличение B_δ может потребовать перехода на больший диаметр ротора, так как наряду с уменьшением площади под катушки обмотки возбуждения с ростом B_δ возрастает их МДС. К негативным последствиям выбора для реализации в проектируемых машинах больших значений B_δ относятся также возрастание потерь в стали и перегрев машины. При выборе значений B_δ важно, чтобы они не превысили тех значений, за пределами которых перечисленные отрицательные последствия выбора больших значений B становятся решающими в формировании массогабаритных и энергетических показателей проектируемых машин.

Успешное решение поставленных задач во многом зависит от правильного выбора соотношения между электромагнитными нагрузками $A^* = A/B_\delta$. При выборе A^* следует принимать во внимание, что от этого соотношения зависят индуктивные сопротивления по продольной x_{ad} и поперечной x_{aq} осями электрических машин, индуктивное сопротивление рассеяния x_s и кратность тока короткого замыкания k , которая оценивается по значению отношения тока короткого замыкания I_k к номинальному току $I_{ном}$ или к току, принятому при проектировании машины за расчетный ток I_p .

Индуктивные сопротивления обмоток якоря оказывают определяющее влияние на степень проявления реакции якоря в них и, как следствие этого, на статизм их рабочих характеристик (внешних, механических, регулировочных) и на положение на этих характеристиках точек, соответствующих расчетным режимам. От значений индуктивностей обмоток якоря зависят также время переходных процессов в машинах и экстремальные значения токов в них.

В электрических машинах постоянного тока от индуктивности секций обмотки якоря зависят характер протекания коммутационных процессов и условия работы щеточно-коллекторного узла.

При выполнении электромагнитных расчетов электрических машин переменного тока по первым гармоническим их электрических и магнитных параметров изменяющиеся во времени индуктив-

ные сопротивления обмоток представляются в виде эквивалентных им по характеру воздействия на электромагнитные процессы расчетных аналогов, а именно индуктивных сопротивлений по продольной x_{ad} и поперечной x_{aq} осям машины и индуктивного сопротивления рассеяния обмотки x_s . Значения индуктивных сопротивлений x_{ad} и x_{aq} могут быть определены как после определения главных размеров проектируемой машины и обмоточных данных, так и до их определения из выражений:

$$x_{ad} = \frac{4}{\pi p} m f(w_{\phi} k_{o1})^2 \Lambda_{ad}; \quad x_{aq} = \frac{4}{\pi p} m f(w_{\phi} k_{o1})^2 \Lambda_{aq} \quad (3.2)$$

или

$$x_{ad} = x_{ad}^* z'_H; \quad x_{aq} = x_{aq}^* z'_H, \quad (3.3)$$

где Λ_{ad} , Λ_{aq} — магнитные проводимости по продольной и поперечной осям машины,

$$\Lambda_{ad} = \mu_0 \tau l_i k_d / (\delta k_{\delta}), \quad \Lambda_{aq} = \mu_0 \tau l_i k_q / (\delta k_{\delta}); \quad (3.4)$$

k_d , k_q — коэффициенты формы поля якоря по продольной и поперечной осям машины (рис. 3.2, 3.3); z'_H — полное сопротивление электрической цепи фазы якоря,

$$z'_H = \sqrt{(R_H + R_{\phi})^2 + (x_H + x_s)^2} = S_{\gamma} / (m I^2) = E' / I = k_E U_{ном} / I; \quad (3.5)$$

R_{ϕ} , x_s — активное и индуктивное сопротивления рассеяния фазы обмотки якоря; R_H , x_H — активное и индуктивное сопротивления нагрузки; x_{aq}^* , x_{ad}^* — индуктивные сопротивления по продольной и поперечной осям машины в долях полного сопротивления электрической цепи якоря, их вычисляют из выражений:

$$\left. \begin{aligned} x_{ad}^* &= \mu_0 k_{o1} k_d A^* / (\pi \delta^* k_{\delta} k_{\phi E1} \alpha_i); \\ x_{aq}^* &= \mu_0 k_{o1} k_q A^* / (\pi \delta^* k_{\delta} k_{\phi E1} \alpha_i), \end{aligned} \right\} \quad (3.6)$$

где $\delta^* = \delta / \tau$.

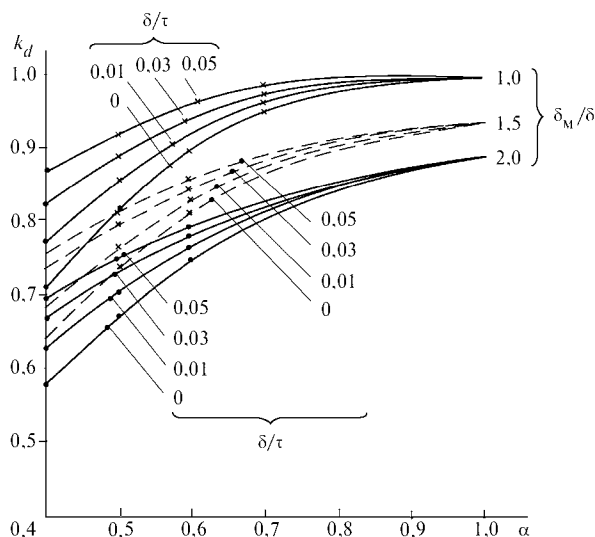


Рис. 3.2. Зависимость коэффициента формы поля по продольной оси k_d от геометрии воздушного зазора

Индуктивное сопротивление рассеяния обмотки якоря определяется по формуле

$$x_s = 4\pi f w_\phi^2 \mu_0 l_i \sum (\lambda / pq). \quad (3.7)$$

Подставив в (3.7) вместо w_ϕ и f соответственно

$$w_\phi = \frac{\pi D A}{2 m I}, \quad f = \frac{p n}{60} \quad (3.8)$$

и заменив в полученном после этого выражении (см. формулы (2.24)

и (2.28) $\frac{\pi^2}{60} D^2 l_i$ на $\frac{S_{\alpha 1}}{A B_\delta n \alpha_i k_\phi E_1 k_{o1}}$,

найдем

$$x_s^* = x_s / z' = \pi \mu_0 A^* \frac{\sum \lambda}{\alpha_i k_\phi E_1 k_{o1} m q}. \quad (3.9)$$

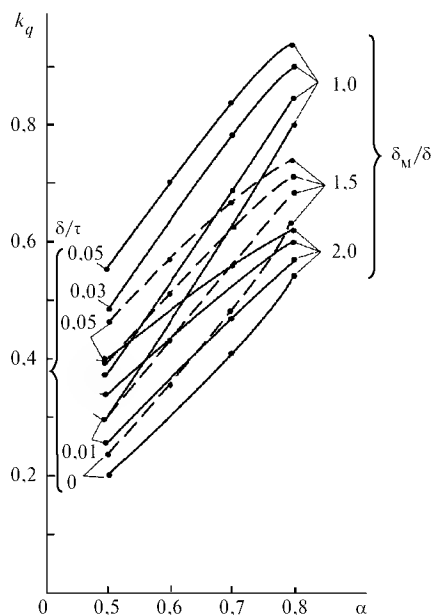


Рис. 3.3 Зависимость коэффициента формы поля по поперечной оси k_q от геометрии воздушного зазора

Полные индуктивные сопротивления обмотки якоря по продольной и поперечной осям машины:

$$\left. \begin{aligned} x_d &= x_{ad} + x_s = x_{ad}(1 + x_s^*{}_d); \\ x_q &= x_{aq} + x_s = x_{aq}(1 + x_s^*{}_q); \\ x_s^*{}_d &= x_s/x_{ad} = \pi^2 \frac{\delta^* k_\delta \sum \lambda}{mq k_d k_{o1}^2}; \\ x_s^*{}_q &= x_s/x_{aq} = \pi^2 \frac{\delta^* k_\delta \sum \lambda}{mq k_q k_{o1}^2}. \end{aligned} \right\} \quad (3.10)$$

Приведенные зависимости для определения индуктивных сопротивлений x_{ad} , x_{aq} и x_s наглядно свидетельствуют о значительном их

увеличении с ростом A/B_{δ} . Результатом выбора неоправданно больших значений A/B_{δ} поэтому может явиться недопустимо большой статизм рабочих характеристик проектируемых машин и неспособность работать при перегрузках вследствие низкой кратности тока короткого замыкания $k = I_k/I_{\text{ном}}$.

Расчетное соотношение для определения кратности тока короткого замыкания может быть получено из выражения

$$I_k = E_{01}/x_d = E_{01}/x_{ad}(1 + x_s^*{}_d), \quad (3.11)$$

где E_{01} — ЭДС, индуцируемая в обмотке якоря магнитным потоком возбуждения,

$$E_{01} = 4k_{\Phi} E_{-1} f w B_{\delta 01} \tau \alpha_{i-1} k_{o1}, \quad (3.12)$$

где $B_{\delta 01}$ — амплитуда первой гармоники магнитной индукции в зазоре при холостом ходе.

Подставив в (3.11) вместо E_{01} выражение (3.12) и вместо x_{ad} выражение (3.6), получим

$$k = \frac{I_k}{I_{\text{ном}}} = \frac{\pi k_{\Phi} E_{-1} \alpha_{i-1} \delta^* k_{\delta}}{\mu_0 k_d (1 + x_s^*{}_d) k_{o1}} \frac{B_{\delta 01}}{B_{\delta p}} \frac{1}{A_p^*}, \quad (3.13)$$

где $B_{\delta p}$, A_p^* — значения электромагнитных нагрузок в расчетном режиме, исходя из которых определяются размеры расточки якоря.

Соотношение между $B_{\delta 01}$ и $B_{\delta p}$ можно определить, воспользовавшись диаграммой Блонделя (рис. 3.4). Согласно диаграмме

$$E_{01} = E_d + I_d x_d = E' \left(\sqrt{1 - x_{aq}^{*2} \cos^2 \Psi_p} + x_{ad}^* (1 + x_s^*{}_d) \sin \Psi_p \right). \quad (3.14)$$

С учетом взаимосвязи между ЭДС и индукцией в зазоре получим

$$B_{\delta 01}/B_{\delta p} = \left(\sqrt{1 - x_{aq}^{*2} \cos^2 \Psi_p} + x_{ad}^* (1 + x_s^*{}_d) \sin \Psi_p \right) k_f, \quad (3.15)$$

где k_f — коэффициент формы поля возбуждения [см. (2.1) и рис. 2.3].

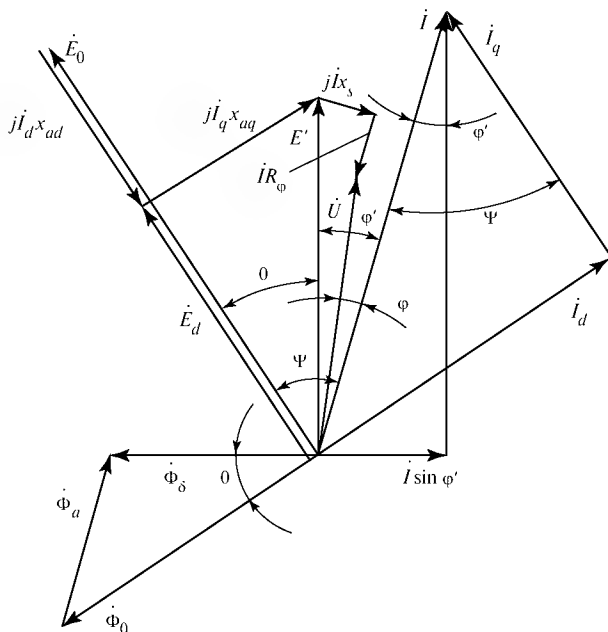


Рис. 3.4. Векторная диаграмма Blondel

Тригонометрические функции угла Ψ_p (3.15) определяются по значению тангенса этого угла. При $x_s \gg R_\phi$ и $\cos \varphi = 1$

$$\operatorname{tg} \Psi_p = x_{aq}^* (1 + x_s^* q) / R_\phi = \frac{x_{aq} (1 + x_s^* q)}{\sqrt{z_H^2 + x_s^{*2}}} = x_{aq}^* \frac{1 + x_s^* q}{\sqrt{1 + x_s^{*2}}}. \quad (3.16)$$

Выбор отношения A/B_δ важен также и в связи с его влиянием на степень использования энергетических возможностей проектируемых машин. Для выявления характера этого влияния и получения дополнительного информационного материала для осуществления обоснованного выбора электромагнитных нагрузок представим КПД проектируемой машины в виде

$$\eta = \frac{P_{\text{ном}}}{P_{\text{ном}} + P_{\text{ма}} + P_{\text{с}} + P_{\text{доп}}}, \quad (3.17)$$

где $P_{\text{ном}}$ — активная составляющая мощности, на которую проектируется машина; $P_{\text{ма}}, P_{\text{с}}, P_{\text{доп}}$ — соответственно потери в меди, стали и другие виды потерь, которые от выбора A и B_{δ} можно считать условно независимыми (потери механические, вентиляционные и др.). Будем считать, что выбор и A , и B_{δ} производится в рамках фиксированного значения произведения $AB_{\delta} = (AB_{\delta})_{\text{ф}}$.

Потери в меди

$$P_{\text{ма}} = \rho_l A j_a (\lambda_i + l_{\text{л}}^*) \pi D l_i = k_{\text{м}} A j_a, \quad (3.18)$$

где $k_{\text{м}} = \pi \rho_l (\lambda_i + l_{\text{л}}^*) D l_i$; $l_{\text{л}}^* = \frac{l_{\text{л}}}{D}$.

При постоянном значении AB_{δ} размеры ротора при изменении A и B_{δ} остаются неизменными.

Потери в стали

$$P_{\text{с}} = \sum P_{\text{с}j} = p_0 k_{\text{т}} B_{\delta}^2 (f/f_0)^{3/2} \sum k_j' M_j; \quad (3.19)$$

где $P_{\text{с}j}$ — потери в стали j -го участка магнитопровода,

$$P_{\text{с}j} = p_0 k_{\text{т}} B_j^2 (f/f_0)^{3/2} M_j; \quad (3.20)$$

p_0 — удельные потери в стали магнитопровода. Обычно p_0 — потери при базовой частоте f_0 и индукции 1,0 или 1,5 Тл в зависимости от марки стали; $k_{\text{т}}$ — технологический коэффициент. При проектировании авиационных электрических машин $k_{\text{т}} = 2$; B_j — значение магнитной индукции в j -м участке, исходя из которого определены или будут определены его размеры (или сечение),

$$B_j = k_j' B_{\delta};$$

k_j' — коэффициент, связывающий индукцию в j -м участке с магнитной индукцией в воздушном зазоре.

Для зубцов якоря

$$k_j' = k_{za} = \frac{\alpha_i \tau}{b_{za} k_{3.c}} = \frac{\alpha_i m q}{\alpha_c k_{3.c}}. \quad (3.21)$$

Для спинки якоря

$$k_j' = k_{ja} = \frac{0,5 \alpha_i \tau}{h_{ja} k_{3.c}}. \quad (3.22)$$

При постоянном произведении AB_δ диаметр ротора D , его длина l_i и полюсное деление τ остаются постоянными. В первом приближении примем допущение, что масса стальных участков магнитопровода M_j при изменении A/B_δ меняется незначительно. При этих условиях коэффициенты $k_j = k_j' M_j$ в (3.19) можно считать постоянными и потери P_c представить в виде

$$P_c = k_{ст} B_\delta^2, \quad (3.23)$$

где $k_{ст} = p_0 k_T (f/f_0)^{3/2} \sum k_j$.

С учетом (3.18) и (3.19) выражение для определения КПД (3.17) принимает вид

$$\eta = \frac{P_{ном}}{P_{ном} + k_M j_a A + k_{ст} B_\delta^2 + P_{доп}}. \quad (3.24)$$

При постоянном $AB_\delta = (AB_\delta)_\phi$ электромагнитные нагрузки A и B_δ в (3.24) можно заменить выражениями:

$$\left. \begin{aligned} A &= [(AB_\delta)_\phi A^*]^{1/2}; \\ B_\delta &= [(AB_\delta)_\phi / A^*]^{1/2}, \end{aligned} \right\} \quad (3.25)$$

тогда

$$\eta = \frac{P_{ном}}{P_{ном} + k_M j_a A [(AB_\delta)_\phi A^*]^{1/2} + k_{ст} (AB_\delta)_\phi / A^* + P_{доп}}. \quad (3.26)$$

Приравняв производную $d\eta/dA^*$ нулю, найдем, что при оговоренных ранее условиях максимальный КПД проектируемой машины имеет место при

$$A^* = A_{\eta}^* = \left[\frac{2k_{\text{ст}}(AB_{\delta})_{\phi}^{1/2}}{k_{\text{м}}j_a} \right]^{2/3}. \quad (3.27)$$

На основании приведенных зависимостей можно обнаружить, что при $A^* = A_{\eta}^*$ потери в меди вдвое превышают потери в стали:

$$P_{\text{ма}}/P_{\text{с}} = 2$$

или что те же потери в меди составляют $2/3$ от суммы потерь в меди и стали. Кроме того, из (3.27) следует, что чем большим принимать при определении главных размеров (D и l_i) произведение AB_{δ} , тем в сторону больших размеров A/B_{δ} будет смещен максимум КПД.

Если выбор A и B_{δ} производится при $A/B_{\delta} = (A/B_{\delta})_{\phi}$ и при этом тепловая нагрузка статора ограничивается постоянством произведения Aj_a , то КПД во всей области значений A/B_{δ} монотонно возрастает с при увеличении A/B_{δ} .

При этих условиях

$$\eta = \frac{P_{\text{ном}}}{P_{\text{ном}} + k_{\text{м}}(Aj_a)_{\phi} + [k_{\text{ст}}(AB_{\delta})_{\phi}]/A^*}. \quad (3.28)$$

Отсутствие максимума КПД в кривой $\eta(A^*)$ обусловлено тем, что при изменении A^* при постоянных значениях AB_{δ} и Aj_a потери в меди с ростом A^* не изменяются (Aj_a постоянно), а потери в стали вследствие уменьшения индукции непрерывно уменьшаются.

На основании изложенного можно сделать вывод о том, что правильный выбор соотношения между A и B_{δ} имеет при проектировании электрических машин не меньшее значение, чем выбор произведения AB_{δ} .

За многолетнюю историю применения электромашинных преобразователей в системах электрооборудования автономных объектов накоплен достаточный объем фактического материала по параметрам

и характеристикам наиболее удачно спроектированных электрических машин, в том числе и по значениям реализованных в них электромагнитных нагрузок A и B_δ . Ниже приведены рекомендации по выбору A и B_δ , которыми пользуются разработчики электрических машин авиационного и автотракторного назначения.

Методы расчета авиационных и автотракторных электрических машин постоянного тока [21—29] построены таким образом, что электромагнитные нагрузки в них выбираются в зависимости от диаметра расточки якоря (рис. 3.5, 3.6), который предварительно определяется по значению отношения $P_{\text{ном}}/n$ (рис. 3.7) проектируемой электрической машины.

Такой подход к выбору A и B_δ удобен тем, что проектировщики учитывают возможность размещения проводников обмотки якоря в пазах при выбранном диаметре якоря, и позволяет избежать дополнительных пересчетов проектируемой машины на стадии определения ее главных размеров.

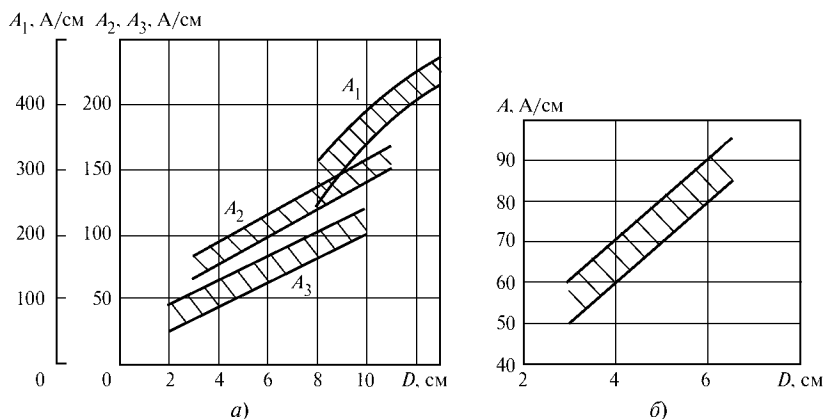


Рис. 3.5. Рекомендуемые значения линейной нагрузки для авиационных электрических машин (а) и автомобильных электродвигателей с естественным охлаждением (б):

A_1 — генераторы с продувом; A_2 — двигатели с самовентилиацией; A_3 — двигатели с естественным охлаждением

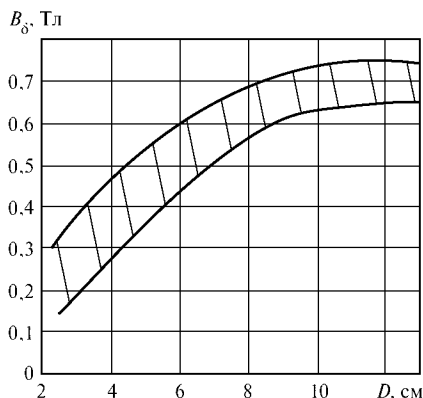


Рис. 3.6. Рекомендуемые значения индукции в воздушном зазоре

Осевая длина расточки якоря l_i определяется при этом из основного расчетного соотношения:

$$l_i = \frac{6,1 P_\gamma}{AB_\delta \alpha_i D^2}. \quad (3.29)$$

Приемлемость найденных таким образом D и l_i для дальнейших расчетов проверяется по значению соответствующего им конструктивного коэффициента $\lambda_i = l_i/D$. Если значение λ_i вписывается в диапазон рекомендуемых для него значений (см. § 3.3), то можно переходить к определению размеров магнитопровода. Если же он выходит за рамки рекомендуемых значений, то расчеты по определению l_i следует повторить при другом диаметре якоря.

Как видно из приведенных зависимостей, диапазон рекомендуемых значений A и B_δ достаточно широк, поэтому при выборе A и B_δ необходимо учитывать условия работы проектируемой машины, режим ее работы (длительный, кратковременный или повторно-кратковременный), мощность машины и только после этого определять границы рекомендуемых значений A и B_δ (верхнюю и нижнюю), вблизи которой следует выбрать конкретные значения A и B_δ .

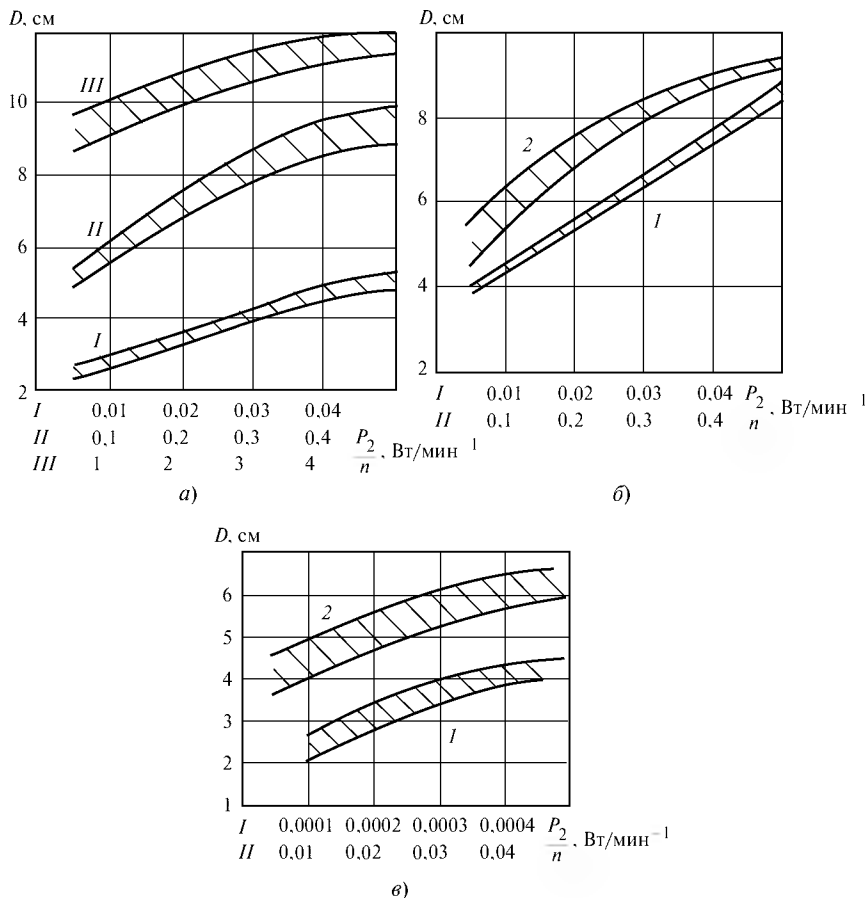


Рис. 3.7. Зависимости диаметра якоря от P_2/n :

а — авиационные электродвигатели кратковременного и повторно-кратковременного режима работы с естественным охлаждением; *б* — авиационные электродвигатели длительного режима работы с естественным охлаждением (1) и самовентиляцией (2); *в* — автомобильные

Рекомендуемые значения линейной нагрузки A и индукции в воздушном зазоре B_δ для авиационных электрических машин (генераторов) переменного тока приведены в табл. 3.4—3.7 [20].

Таблица 3.4

**Рекомендуемые значения линейной нагрузки для генераторов
с продувом ($H = 18$ км)**

Линейная нагрузка A , А/см	Номинальная мощность, кВт · А							
	8	16	30	40	50	60	90	120
Без перегрузки, с воздушным охлаждением	325	350	400	425	435	450	475	485
При кратковременной двукратной перегрузке с воздушным охлаждением	255	305	306	327—350	—	327	362	376

Таблица 3.5

**Рекомендуемые значения линейной нагрузки для генераторов
с самовентиляцией ($H = 18$ км)**

Линейная нагрузка	Номинальная мощность, кВт · А					
	1	2	3	5	7	10
A , А/см	100	125	150	175	200	225

Таблица 3.6

**Рекомендуемые значения индукции B_δ для генераторов
с продувом ($H = 18$ км)**

Индукция, Тл	Номинальная мощность, кВт · А							
	8	16	30	40	50	60	90	120
Без перегрузки	0,57	0,62	0,635	0,65	0,652	0,665	0,70	0,72
При двукратной перегрузке	0,60	0,86	0,87	0,76	—	0,73	0,73	0,80

Таблица 3.7

Рекомендуемые значения B_δ для генераторов с самовентиляцией

Индукция	Номинальная мощность, кВт · А					
	1	2	3	5	7	10
B_δ , Тл	0,51	0,52	0,53	0,55	0,57	0,60

Значения B_δ (табл. 3.6) относятся к машинам, магнитопроводы в которых выполнены из электротехнических сталей. При использовании сталей типа гиперко (27КХ, 35КХ, 49К2Ф-ВИ) и маслянистых систем охлаждения значения B_δ могут быть выбраны в пределах 0,9—1,1 Тл.

3.7. Определение соотношения между электромагнитной и номинальной мощностями

3.7.1. Расчет электромагнитной мощности машин постоянного тока

Для ЭМП постоянного тока зависимость электромагнитной мощности от мощности, отдаваемой ими в приемники энергии, в аналитической форме получена применительно к генераторному и двигательному режимам работы преобразователя.

Представим исходные уравнения для получения конечного результата.

Для определения электромагнитной мощности работы преобразователя в генераторном режиме используют уравнение

$$P_\gamma = P_{\text{ном}} + \Delta P_{\text{м а}} + \Delta P_{\text{м.в}} + \Delta P_{\text{щ}} = P'_{\text{ном}} + \Delta P_{\text{м а}}, \quad (3.30)$$

где $P'_{\text{ном}} = P_{\text{ном}} + \Delta P_{\text{м а}} + \Delta P_{\text{щ}}$; $\Delta P_{\text{м а}}$ — потери в меди обмотки якоря; $\Delta P_{\text{щ}}$ — потери в щеточно-коллекторном узле; $\Delta P_{\text{м.в}}$ — потери в обмотках возбуждения (в генераторах с возбуждением от постоянных магнитов и генераторах с независимым возбуждением $\Delta P_{\text{м.в}}$ принимают равным нулю).

Диаметр ротора преобразователя постоянного тока

$$D = \sqrt[3]{\frac{60}{\pi^2} \frac{P_\gamma}{AB_\delta \alpha_i \lambda_i}} = k_D \sqrt[3]{\frac{P_\gamma}{AB_\delta}}, \quad (3.31)$$

$$\text{где } k_D = \sqrt[3]{\frac{60}{\pi^2} \frac{1}{n \alpha_i \lambda_i}}.$$

Потери в меди обмотки якоря рассчитывают по формуле

$$P_{ма} = \pi \rho_l (\lambda_i + l_{л}^*) A j_a \pi D l_i / \lambda_i = \pi \rho_l j_a l_{ср}^* k_D^2 \left(\frac{A}{B_{\delta} P_{\gamma}} \right)^{2/3} P_{\gamma}, \quad (3.32)$$

где ρ_l — удельное электрическое сопротивление; j_a — плотность тока в обмотке якоря; $l_{ср}^*$ — средняя длина полувитка обмотки якоря в относительных единицах:

$$\left. \begin{aligned} l_{ср}^* &= l_{ср} / D; \\ l_{ср} &= l_i + l_{л}. \end{aligned} \right\} \quad (3.33)$$

Для обмоток с мягкими секциями $l_{л} \approx (1,2 \div 1,6)\tau$, поэтому $l_{л}^*$ можно найти из выражения:

$$l_{л}^* = (1,2 \div 1,6) \frac{\pi}{2p}. \quad (3.34)$$

На стадии расчета, предшествующей определению главных размеров проектируемых машин, потери $\Delta P_{ма}$, $\Delta P_{м.в}$ и $\Delta P_{щ}$ неизвестны. Однако потери в обмотках возбуждения и под щетками с достаточной для практики точностью можно определить на этой стадии проектирования, выбрав в соответствии с назначением, условиями эксплуатации и охлаждения машины материал щеток, плотность тока под ними, удельное давление щеток на коллектор и задавшись значением тока возбуждения $I_B / I_{ном} = k_B$ в относительных единицах (рис. 3.8) [21]. В то же время потери в обмотке якоря в абсолютном их выражении можно найти лишь после определения электромагнитной мощности, так как только в этом случае становятся известными диаметр и длина активной части якоря, средняя длина витка обмотки якоря, число витков в ней и ее сопротивление.

Совместное решение уравнений (3.24), (3.25) и (3.26) дает следующий результат:

$$P_{\gamma} = k_E' P_{ном}', \quad (3.35)$$

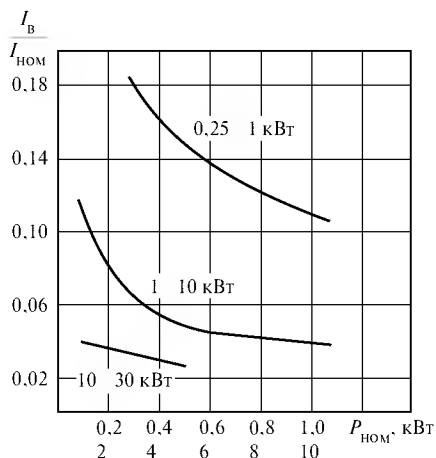


Рис. 3.8. Относительное значение тока возбуждения $I_B/I_{\text{НОМ}} = f(P_{\text{НОМ}})$ для машин постоянного тока с параллельным возбуждением

где k'_E — коэффициент, значение которого определяется из уравнения:

$$\frac{P'_{\text{НОМ}}}{A} = \frac{\gamma^3 k_E'^2}{(k'_E - 1)^3}, \quad (3.36)$$

Здесь

$$\gamma = \pi \rho_{\theta} j_a l_{\text{ср}}^* k_D^2 \frac{1}{\sqrt[3]{B_{\delta}^2}}. \quad (3.37)$$

Из приведенных зависимостей видно, что электромагнитная мощность электрических машин постоянного тока при работе их в генераторном режиме является функцией всех тех параметров, от которых зависят их размеры и потери в меди, а именно от электромагнитных нагрузок A и B_{δ} , электрических свойств используемого проводникового материала ρ_{θ} , от плотности тока в обмотках якоря j_a , частоты вращения n и др.

После определения коэффициента k'_E [30] электромагнитная мощность определяется из (3.30).

В двигательном режиме расчетная мощность

$$P_3 = P_1 - \Delta P_{\text{м.а}} - \Delta P_{\text{м.в}} - \Delta P_{\text{ш}}, \quad (3.38)$$

где P_1 — мощность, потребляемая из сети,

$$P_1 = U_{\text{ном}} I_a = P_1 / \eta; \quad (3.39)$$

η — КПД двигателя.

Уравнение, связывающее значение электромагнитной мощности с параметрами двигателя, имеет вид:

$$P_1 = k'_E P'_1, \quad (3.40)$$

где

$$P'_1 = P_1 - \Delta P_{\text{м.а}} - \Delta P_{\text{ш}}; \quad (3.41)$$

$$k'_E = \left(1 + \pi \rho_{\theta} j_a l_{\text{ср}}^* k_D^2 \sqrt[3]{\frac{A}{P'_{\text{ном}} B_{\delta}^2 k'_E}} \right)^{-1} \quad (3.42)$$

Значения коэффициента k'_E , соответствующие выбранным значениям A , B_{δ} , n , j_a , λ_D и других параметров, определяются по той же методике, что и для генераторного режима. Различие заключается в том, что для определения коэффициента k'_E на заключительном этапе используется уравнение

$$\frac{P'_1}{A} = \frac{\gamma^3 k_E'^2}{(1 - k'_E)^2}. \quad (3.43)$$

Изложенный метод определения электромагнитной мощности машин постоянного тока является более универсальным и точным по сравнению с другими методами, используемыми при проектировании электрических машин. Применение его позволяет определить значение электромагнитной мощности проектируемой машины в полном соответствии с выбранными значениями электромагнитных нагрузок и других параметров и в связи с этим устраняет необходимость пересчетов машины, обусловленных, в частности, неточным выбором соотношения между составляющими потерь.

Использование этого, по существу, аналитического метода особенно эффективно при проектировании машин малой мощности, а также машин, проектируемых на условия, существенно отличающиеся от условий, применительно к которым составлены имеющиеся рекомендации (на повышенные значения A и A/B_δ , плотности тока в обмотках якоря и др.). В этих случаях другие методы определения электромагнитной мощности оказываются пригодными лишь для поиска первого, как правило, весьма приближенного решения.

Для машин средней и особенно машин большой мощности, проектируемых на стандартные условия, этот метод не столь эффективен, так как соотношение между номинальной и электромагнитной мощностями применительно к ним меняется незначительно в достаточно широком диапазоне условно независимых переменных и эти изменения достаточно полно учитываются имеющимися рекомендациями. Последние предусматривают определение электромагнитной мощности на основе данных, полученных в результате опыта проектирования и испытаний выполненных машин. Поиск значения электромагнитной мощности проектируемой машины при использовании этого метода сводится в конечном счете к вычислению коэффициента

$$k_E = P_\gamma / P_{\text{ном}}, \quad (3.44)$$

где P_γ , $P_{\text{ном}}$ — электромагнитная и номинальная (заданная) мощности.

При проектировании машин малой мощности (электродвигателей) значения этого коэффициента определяются из выражения:

$$k_E = \frac{1 + m\eta}{n\eta}, \quad (3.45)$$

где η — КПД двигателя; m , n — целочисленные коэффициенты, равные соответственно числителю и знаменателю дроби, определяющей долю потерь в меди от полных потерь в машине [21, 22, 27].

Потери в меди машины в самом общем виде можно представить в виде [27]

$$P_{\text{ма}} = \alpha P + \beta P^2, \quad (3.46)$$

где αP — потери, пропорциональные нагрузке (потери на переходном сопротивлении щеток, часть потерь на возбуждение, часть добавочных потерь); βP^2 — потери, пропорциональные квадрату нагрузки (потери в обмотках якоря, обмотках

дополнительных полюсов и в серийных обмотках возбуждения, в компенсационной обмотке, часть добавочных потерь):

$$\Delta P = \Delta P_0 + \Delta P_{\text{м. а}}, \quad (3.47)$$

где ΔP_0 — потери, которые от нагрузки не зависят или зависят очень незначительно (механические потери, значительная часть потерь в стали, часть потерь на возбуждение или все потери на возбуждение, если оно параллельное и ток возбуждения не регулируется).

Теоретически доказано и на практике подтверждено, что условием получения в расчетном режиме проектируемой машины максимального КПД является равенство в этом режиме постоянных и переменных потерь βP^2 :

$$\Delta P_0 = \beta P^2. \quad (3.48)$$

Максимальное значение КПД при этом равно [27]:

$$\eta_{\text{max}} = \frac{1}{1 + \alpha + 2\sqrt{\beta + \Delta P_0}}. \quad (3.49)$$

При $\eta = \eta_{\text{max}}$ коэффициент m в (3.45) равен 1, а $n = 2$, т.е. $m/n = 1/2$ единице, и поэтому

$$P_{\text{э}} = 1 + \eta P_{\text{ном}}/2\eta. \quad (3.50)$$

Конкретные значения отношения m/n в проектируемых машинах зависят главным образом от реализованных в них значений электромагнитных нагрузок, и потому произвольный выбор этого отношения (вне связи с выбором A и B_{δ}) может привести к значительным ошибкам в определении электромагнитной мощности и, как следствие, к ошибкам определения размеров машин и к необходимости многократных дополнительных пересчетов их для получения удовлетворительных конечных результатов. Ввиду того, что электрические машины, предназначенные для работы в системах электроснабжения и электропривода летательных аппаратов и других автономных объектов, проектируются, как правило, исходя из минимума массы, то получить в расчетном режиме работы максимум КПД можно лишь в том случае, если при выбранных из условия получения минимальной массы A и B_{δ} (при обязательном учете ограничений, накладываемых тепловым режимом работы машины) переменные потери окажутся равными постоянным потерям.

Основываясь на данных, приведенных в [28], можно предположить, что такая ситуация (совпадение минимумов КПД и массы)

типична для генераторов и электродвигателей общепромышленного и специального применения средней и большой мощности, а также для авиационных генераторов небольшой мощности, поэтому для них электромагнитная мощность определяется из (3.50).

Для электродвигателей малой мощности в длительном режиме работы при реализации в них A и B_δ , соответствующих минимуму их массы, электромагнитная мощность

$$P_\gamma = (1 + 2\eta)P_{\text{ном}}/3\eta, \quad (3.51)$$

В этом случае доля потерь в меди от общих потерь в таких машинах составляет 2/3.

В электродвигателях малой мощности повторно-кратковременного и кратковременного режимов работы вследствие реализации в них больших линейных нагрузок, чем в двигателях, проектируемых для работы в длительном режиме, переменные потери составляют около 3/4 общих потерь, поэтому для них

$$P_\gamma = (1 + 3\eta)P_{\text{ном}}/4\eta, \quad (3.52)$$

Согласно изложенному задача определения электромагнитной мощности P_γ ЭМП постоянного тока решается достаточно просто. Формально для этого согласно (3.50)–(3.52) достаточно задаться значениями КПД и соотношениями между потерями в меди проектируемого преобразователя и общими потерями в нем m/n в функции его полезной мощности P , используя для этого справочные материалы, обобщающие опыт проектирования и эксплуатации ранее выполненных электрических машин. В функции мощности приводятся и рекомендации по выбору отношения m/n . Определенные затруднения при использовании этого исключительно простого метода определения P могут возникать лишь вследствие неоднозначности (несовпадения координат) кривых $\eta(P)$, приведенных в разных источниках.

Применимость этого метода при проектировании ЭМП и достоверность полученных при его использовании конечных результатов расчетов (соответствие найденных D и l_i мощности преобразователя) обоснованы тем [22], что некоторое отклонение значения КПД электродвигателя или генератора от выбранного по кривым $\eta(P)$ незначительно влияет на изменение диаметра якоря (безотносительно к λ_i), так как последний пропорционален кубическому корню из значения расчетной мощности и при отклонении КПД преобразователя от истинного его значения

на $\pm 10\%$. Отклонение расчетного диаметра составляет $\pm 2\%$ при $\eta < 0,4$ и менее $\mp 1\%$ — при $\eta > 0,4$. В том же источнике [22] утверждается также, что при возможном отклонении распределения потерь в машине от принятых средних значений на $\pm 10\%$ отклонение расчетного диаметра якоря от величины его при этих средних значениях потерь и данном значении КПД составляет не более $\pm 5\%$ при $\eta < 0,4$ и не менее $\mp 3\%$ при $\eta > 0,4$. Для исключения возможности появления несоответствия между значениями условно независимых переменных, причиной которого может явиться определение (выбор) их из разных источников, в данном пособии сделан выбор в пользу одного из них, а именно [27]. Согласно приведенным в этом источнике данным значения КПД на стадии определения электромагнитной мощности авиационных электродвигателей следует выбирать, ориентируясь на кривые $\eta(P)$, приведенные на рис. 3.9, а, а значения η автомобильных электродвигателей — на аналогичные кривые, приведенные на рис. 3.9, б.

В отличие от электродвигателей полезная мощность генераторов равна мощности, отдаваемой ими в сеть, в связи с чем для определения их электромагнитной мощности не требуется вводить в расчет КПД. Достаточно знать лишь потери мощности в конструктивных элементах, образующих внутреннюю часть электрической цепи генератора: в скользящих контактах под щетками — $\Delta P_{щ}$, в обмотке

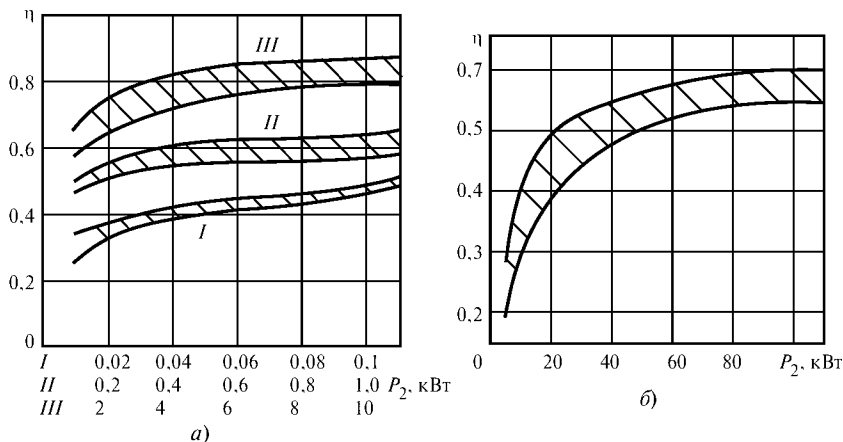


Рис. 3.9. Рекомендуемые значения КПД авиационных (а) и автомобильных (б) электродвигателей:

меньшие значения — для двигателей кратковременного и повторно-кратковременного режимов работы; большие значения — для двигателей длительного режима работы

якоря — ΔP_a , в компенсационной обмотке — ΔP_k , если та предусмотрена в проектируемом генераторе, и обмотке дополнительных полюсов — ΔP_d :

$$P_a = P + \sum \Delta P = U_{\text{ном}} + \sum \Delta U I_a = E_a I_a - k_E U_{\text{ном}} I_{\text{ном}}; \quad (3.53)$$

$$k_E = E_a / U_{\text{ном}}; \quad (3.54)$$

$$\sum \Delta U = \Delta U_{\text{ш}} + \Delta U_a + \Delta U_k + \Delta U_d. \quad (3.55)$$

Для автомобильных генераторов компенсационная обмотка и дополнительные полюсы не применяются, поскольку они имеют малую мощность ($P \leq 1$ кВт). Для авиационных генераторов:

$$\Delta U_{\text{ш}} = 2,0 \div 2,5 \text{ В};$$

$$\Delta U_a = 2,5 \div 3,2 \text{ В};$$

$$\Delta U_{\text{ном}} = 0,7 \div 1,0 \text{ В}.$$

Для машин с компенсационной обмоткой $\Delta U_d = 0,3 \div 0,5 \text{ В}$.

Для машин без компенсационной обмотки $\Delta U_d = 0,8 \div 1,0 \text{ В}$.

Меньшее значение ΔU_d при наличии компенсационной обмотки связано с меньшей МДС дополнительных полюсов, при этом, поскольку обмотка дополнительных полюсов уже не компенсирует МДС реакции якоря, это делается компенсационной обмоткой.

Таким образом, для авиационных генераторов:

$$E_a = 28,5 + (5,5 \div 7,2) = (34 \div 35,7) \text{ В};$$

$$k_E = 1,2 \div 1,25.$$

Для автомобильных генераторов:

$$\Delta U_{\text{ш}} = 2,0 \div 2,5 \text{ В};$$

$$\Delta U_a = 2,5 \div 3,2 \text{ В},$$

или

$$E_a = U_{\text{ном}} + \sum \Delta U = 14 + (4,5 \div 6,0) = 18,5 \div 20 \text{ В},$$

или

$$E_a = 28,0 + (4,5 \div 6,0) = 32,5 \div 34 \text{ В};$$

для $\Delta U_{\text{ном}} = 14 \text{ В}$ $k_E = 1,32 \div 1,43$; для $\Delta U_{\text{ном}} = 28,0 \text{ В}$ $k_E = 1,23 \div 1,3$.

3.7.2. Расчет электромагнитной мощности электромашиных преобразователей (генераторов) переменного тока

Электрические машины переменного тока характеризуются более сложной, по сравнению с машинами постоянного тока, зависимостью электромагнитной мощности от мощности, отдаваемой в нагрузку, вследствие значительно более сложного проявления в них реакции якоря. По этой причине зависимость для $S_{\gamma 1}(S_{\text{ном}})$ при проектировании альтернативных машин задается в виде численного значения коэффициента $k_E = S_{\gamma 1}/S_{\text{ном}}$, полученного путем обобщения опыта проектирования и эксплуатации выполненных электрических машин, наиболее близких к проектируемым машинам по назначению, условиям применения и мощности.

В табл. 3.8 и 3.9 приведены рекомендуемые значения коэффициента k_E для генераторов переменного тока, авиационных преобразователей постоянного тока в переменный и для генераторов основных систем электроснабжения [20].

Рекомендации по определению электромагнитной мощности автомобильных генераторов переменного тока (по выбору коэффициента k_E для них) приведены в гл. 5.

Таблица 3.8

Рекомендуемые значения коэффициента k_E для генераторов авиационных преобразователей

Коэффициент	Мощность, кВт · А					
	0,5	1,0	3,0	5,0	7,5	10
k_E	1,1	1,105	1,095	1,085	1,07	1,055

Таблица 3.9

Рекомендуемые значения коэффициента k_E для генераторов основных систем электроснабжения

Коэффициент	Мощность, кВт · А							
	5	10	15	30	50	60	90	100
k_E	1,12	1,118	1,115	1,105	1,10	1,095	1,075	1,07

При проектировании пульсационных машин в зависимости от их мощности и частоты вращения значения коэффициента k_E могут быть предварительно выбраны в пределах 1,15—1,35. Меньшие значения k_E относятся к машинам большей мощности и работающим при более высоких частотах вращения.

Вопросы, связанные с определением электромагнитной мощности вентильных генераторов, изложены в [1, 31].

Контрольные вопросы и задания

1. Сформулировать условия, обеспечивающие возможность реализации в проектируемых преобразователях, принятых на стадии определения их главных размеров, электромагнитных нагрузок A и B_δ (B_z с).
2. Представить качественно в графическом виде зависимость удельной массы преобразователей от реализованных в них значений линейных нагрузок A . Отметить на оси абсцисс значения линейных нагрузок, соответствующие минимуму удельной массы преобразователя, предельной температуре его нагрева и пределу механической прочности ротора (индукцию в воздушном зазоре считать постоянной).
3. Раскрыть физический смысл критических и предельных по условию реализации в проектируемых преобразователях значений соотношений между линейной нагрузкой A и индукцией в воздушном зазоре B_δ (A/B_δ).
4. Изобразить в рамках одной и той же системы координат внешние характеристики генератора при проектировании его на одно и то же значение произведения AB_δ , но при трех существенно отличающихся друг от друга значениях отношения A/B_δ . Какая из приведенных характеристик соответствуют меньшей массе генератора?
5. Как влияет соотношение между электромагнитными нагрузками на положение рабочей точки на внешней характеристике генераторов и их перегрузочную способность?
6. Представить графически зависимость коэффициента полезного действия проектируемого преобразователя от соотношения между линейной нагрузкой и индукцией в воздушном зазоре для двух значений произведения AB_δ :
при фиксированном значении произведения линейной нагрузки A на плотность тока j_a : Aj_a ; $(Aj_a)_\phi$;
при фиксированном значении плотности тока j_a j_ϕ .
7. Получить аналитическое выражение для определения коэффициента полезного действия η при фиксированном значении произведения AB_δ и, используя его, определить значение A/B_δ , соответствующее максимальному КПД.

8. Чем объяснить отсутствие максимума функции η (A/B_δ) при постоянной плотности тока в обмотке якоря?
9. К каким негативным последствиям приводит выполнение проектируемого преобразователя с большим числом пар полюсов p ?
10. Какие факторы определяют наличие оптимального числа пар полюсов?
11. Раскрыть влияние выбора конструктивного коэффициента λ_i на размеры магнитной цепи, обмоточные данные и энергетические показатели проектируемых преобразователей.
12. Какие факторы принимают во внимание при выборе конструктивного коэффициента полюсного перекрытия α_p ? В какой зависимости от него находится расчетный коэффициент полюсного перекрытия α_i ?
13. Что необходимо предпринять в процессе выполнения электромагнитных расчетов для реализации в проектируемых преобразователях принятых значений электрических и магнитных нагрузок?
14. Сформулировать и обосновать условия прохождения рабочих характеристик проектируемых преобразователей (внешних характеристик для генераторов и механических для электродвигателей) через точки, соответствующие номинальному (расчетному) режиму.
15. К каким результатам может привести выбор электромагнитных нагрузок A и B_δ , соотношение между которыми A/B_δ превышает предельное по условию реализации его значение $[A^*]$?

ОСОБЕННОСТИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ИНДУКТОРНЫХ МАШИН

4.1. Определение коэффициента использования магнитного потока и условия реализации электромагнитных нагрузок в индукторных генераторах

Наличие постоянной составляющей в кривых изменения магнитного потока в зубцах статора индукторных генераторов предопределяет неполное использование магнитного потока в них и отличие их характеристик от характеристик альтернативных машин. Для оценки степени использования магнитного потока в индукторных генераторах введены коэффициенты использования магнитного потока $k_{ис}$ и $k_{ис1}$ (см. гл. 2). Зависимости этих коэффициентов от параметров проектируемых машин носят сложный характер и поэтому могут быть достаточно точно определены лишь на стадии поверочного расчета. На стадии проектного расчета значения этих коэффициентов могут быть рассчитаны по приближенным формулам, полученным при общепринятых для этого этапа расчета допущениях:

- магнитная цепь генератора ненасыщенна;
- кривая распределения МДС обмотки якоря в воздушном зазоре $F_a(x)$ не содержит высших гармонических и ориентирована относительно зубцовой поверхности ротора согласно рис. 4.1 (генераторы с распределенными обмотками).

Указанная ориентация кривой $F_a(x)$ относительно зубцовой поверхности ротора имеет место при чисто индуктивной нагрузке. Выбор ее для определения приближенных значений коэффициентов $k_{ис}$ и $k_{ис1}$ обусловлен двумя факторами:

- при индуктивной нагрузке влияние электромагнитных нагрузок на значения $k_{ис}$ и $k_{ис1}$ особенно заметно;
- стремлением к получению, если и приближенных значений $k_{ис}$ и $k_{ис1}$, то меньших действительных его значений.

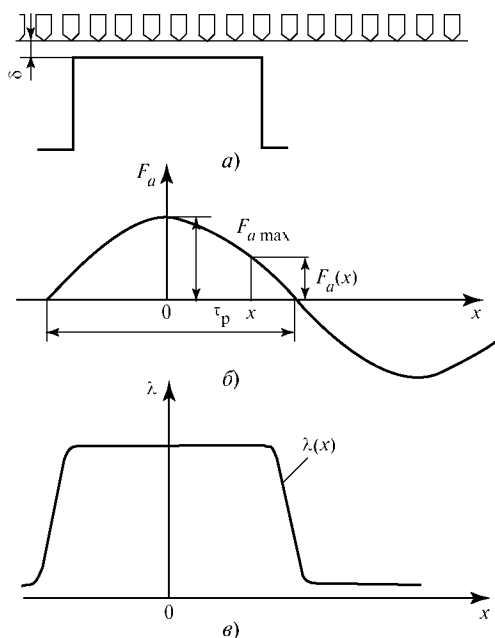


Рис. 4.1. Полюсная система генератора с гладким якорем (а), кривые распределения МДС якоря $F_a(x)$ (б) и удельной магнитной проводимости воздушного зазора (в):

τ_p — длина полюсного деления

Такой подход к определению значений коэффициентов $k_{ис}$ и $k_{ис1}$ приводит к несколько большим размерам проектируемых электрических машин по сравнению с их размерами, необходимыми для обеспечения требуемой мощности.

Применительно к электрическим машинам с гладким якорем (см. гл. 2)

$$k_{ис} = 0,5(\Phi_{C \max} - \Phi_{C \min})/\Phi_{C \max}; k_{ис1} = \Phi_{C1}/\Phi_{C \max}, \quad (4.1)$$

где $\Phi_{C \max}$, $\Phi_{C \min}$ — максимальные и минимальные значения магнитного потока, сцепленного с секциями обмотки якоря при диаметральном ее шаге; Φ_{C1} — амплитуда первой гармонической этого потока.

Максимальные и минимальные значения магнитных потоков $\Phi_{C \max}$ и $\Phi_{C \min}$ можно найти из уравнений:

$$F_{o.b \delta} = B_{\delta p} / \lambda_{\max} + F_{a \max}; \quad (4.2)$$

$$F_{o.b \delta} = B_{\delta}(x) / \lambda(x) + F_a(x). \quad (4.3)$$

где $F_{o.b \delta}$ — МДС возбуждения, затрачиваемая на проведение магнитного потока через воздушный зазор; $B_{\delta}(x)$, $B_{\delta p}$ — значение магнитной индукции в воздушном зазоре в точке, отстоящей на расстоянии x от начала координат и расчетное значение магнитной индукции (значение магнитной индукции над серединой зубца ротора); $\lambda_{\max}$ — максимальное значение удельной магнитной проводимости воздушного зазора,

$$\lambda_{\max} = \mu_0 / (\delta k_{\delta}); \quad (4.4)$$

$F_a(x)$ и $\lambda(x)$ — значения МДС якоря и удельной магнитной проводимости зазора на расстоянии x от середины зубца ротора.

Решив совместно (4.2) и (4.3) относительно $B_{\delta}(x)$ при

$$F_a(x) = F_{a \max} \cos(\pi x / \tau_p), \quad (4.5)$$

получим

$$B_{\delta}(x) = (B_{\delta p} / \lambda_{\max} + F_{a \max}) \lambda(x) - F_{a \max} \lambda(x) \cos(\pi x / \tau_p). \quad (4.6)$$

Значения $\Phi_{C \max}$ и $\Phi_{C \min}$ определяются из выражений:

$$\Phi_{C \max} = l_i \int_{\tau_p / 2}^{\tau_p / 2} B_{\delta}(x) dx; \quad (4.7)$$

$$\Phi_{C \min} = l_i \int_{\tau_p / 2}^{\frac{3}{2} \tau_p} B_{\delta}(x) dx. \quad (4.8)$$

После подстановки в уравнения (4.5) и (4.6) вместо $B_{\delta}(x)$ выражения (4.6), представления $\lambda(x)$ в виде ряда

$$\lambda(x) = \lambda_0 + \sum_{k=1}^{\infty} \lambda_k \cos \frac{\pi}{\tau_p} kx \quad (4.9)$$

и интегрирования подынтегральных функций в указанных пределах получим:

$$\Phi_{C \max} = \lambda_{p \max} l_i \left(\frac{B_{\delta p}}{\lambda_{\max}} + F_{a \max} \right) + \frac{2}{\pi} F_{a \max} l_i \tau_p \left(\lambda_0 + \frac{\pi}{4} \lambda_1 + \sum_{k=1}^{\infty} \lambda_{2k} \frac{(-1)^{k+1}}{4k^2 - 1} \right); \quad (4.10)$$

$$\Phi_{C \min} = \lambda_{p \min} l_i \left(\frac{B_{\delta p}}{\lambda_{\max}} + F_{a \max} \right) + \frac{2}{\pi} F_{a \max} l_i \tau_p \left(\lambda_0 + \frac{\pi}{4} \lambda_1 + \sum_{k=1}^{\infty} \lambda_{2k} \frac{(-1)^{k+1}}{4k^2 - 1} \right), \quad (4.11)$$

где λ_0, λ_k — постоянная составляющая и амплитудное значение k -й гармонической кривой $\lambda(x)$; $\lambda_{p \max}, \lambda_{p \min}$ — максимальное и минимальное значения магнитной проводимости воздушного зазора на длине полюс-

ного деления ротора: $\lambda_{p \max} = \int_{\tau_p/2}^{\tau_p/2} \lambda(x) dx$; $\lambda_{p \min} = \int_{\tau_p/2}^{\frac{3}{2}\tau_p} \lambda(x) dx$.

Подставив (4.10) и (4.11) в (4.1), предварительно заменив в них $F_{a \max}$ выражением

$$F_{a \max} = \frac{m\sqrt{2}}{\pi} \frac{I_{w\phi}}{Z_p} k_{o1}, \quad (4.12)$$

можно обнаружить, что при сформулированных допущениях коэффициент использования магнитного потока [см. (4.1)] зависит только от геометрии зубцовой зоны и от отношения линейной нагрузки к расчетному значению индукции в воздушном зазоре (далее это отно-

шение обозначено A^*). При $A/B_{\delta p} = A^* = 0$ коэффициенты использования магнитного потока имеют максимальные значения:

$$\left. \begin{aligned} k_{ис0} &= (\lambda_{p \max} - \lambda_{p \min}) / 2\lambda_{p \max}; \\ k_{ис01} &= \lambda_{p1} / \lambda_{p \max}, \end{aligned} \right\} \quad (4.13)$$

где λ_{p1} — амплитуда первой гармонической магнитной проводимости воздушного зазора на длине полюсного деления ротора.

С ростом A^* его значение уменьшается вплоть до нуля при

$$A_{\max}^* = \left(\frac{A}{B_{\delta p}} \right)_{\max} = A_{кр}^* = \left[\frac{\sqrt{2}}{\pi} \mu_0 \tau_p^* k_{o1} \left(\beta_1 + \right. \right. \\ \left. \left. + \frac{4}{\pi} \sum_{k=2}^{\infty} \beta_{2k} \frac{(1)^{k+1}}{4k^2 - 1} \right) (\beta_{p \max} - \beta_{p \min})^{-1} - 1 \right]^{-1}, \quad (4.14)$$

где $A_{\max}^* = A_{кр}^*$ — максимально возможное (критическое) по условию реализации в проектируемой машине значение линейной нагрузки; $\beta_{p \max}$, $\beta_{p \min}$ — максимальное и минимальное значения магнитной проводимости воздушного зазора на длине полюсного деления ротора $\lambda_{p \max}$ и $\lambda_{p \min}$, отнесенные к магнитной проводимости равномерного воздушного зазора $\lambda_{\delta \max}$ на той же длине расстояния:

$$\beta_{p \max} = \frac{\lambda_{p \max}}{\lambda_{\delta \max}}; \quad \beta_{p \min} = \frac{\lambda_{p \min}}{\lambda_{\delta \max}}; \quad (4.15)$$

$$\lambda_{\delta \max} = \frac{\mu_0 \tau_p / i}{\delta k_{\delta}} = \frac{\mu_0 / i}{\delta^* k_{\delta}}, \quad (4.16)$$

где $\beta_1 = \lambda_1 / \lambda_{\max}$, $\beta_{2k} = \lambda_{2k} / \lambda_{\max}$ ($k = 1, 2, 3 \dots$) — коэффициенты магнитного поля; $\tau_p^* = \tau_p / \delta$ — относительная длина полюсного деления ротора; k_{o1} — обмоточный коэффициент.

При отсутствии в кривой распределения удельной магнитной проводимости воздушного зазора четных гармонических

$$A_{\max}^* = A_{\text{кр}}^* = \frac{\pi / (\sqrt{2} \mu_0 \tau_p^* k_{o1})}{(4\beta_0 / \pi + \beta_1) / (\beta_{p \max}^* \beta_{p \min}^*) - 1}. \quad (4.17)$$

С учетом полученных соотношений аналитические выражения для коэффициентов использования магнитного потока на начальной стадии проектирования генераторов с гладким по расточке статором можно представить в виде:

$$k_{\text{ис}} = k_{\text{ис}0} \left(1 - \frac{A^*}{A_{\text{кр}}^*} \right); \quad k_{\text{ис}1} = k_{\text{ис}01} \left(1 - \frac{A^*}{A_{\text{кр}}^*} \right). \quad (4.18)$$

При выборе аналитического выражения для определения $k_{\text{ис}}$ и $k_{\text{ис}1}$ в генераторах с сосредоточенными обмотками исходным является уравнение

$$k_{\text{ис}} = 0,5(\Phi_{z \text{ c max}} - \Phi_{z \text{ c min}}) / \Phi_{z \text{ c max}}; \quad (4.19)$$

$$k_{\text{ис}1} = \Phi_{z \text{ c}1} / \Phi_{z \text{ c max}},$$

где $\Phi_{z \text{ c}1}$ — амплитуда первой гармонической магнитного потока в зубцах статора.

Если за расчетное принимается значение магнитной индукции в воздушном зазоре $B_{\delta} = B_{\delta \text{ max}} / k_{\delta} = B_{\delta \text{ max p}}$, то $\Phi_{z \text{ c max}}$ в (4.19) определяется из выражения

$$\Phi_{z \text{ c max}} = (B_{\delta \text{ max}} / k_{\delta}) \tau_c l_i = B_{\delta \text{ max p}} \tau_c l_i. \quad (4.20)$$

В машинах с гладким якорем $k_{\delta} = 1$.

Минимальное значение магнитного потока в зубцах статора применительно к первому случаю определяется из уравнений:

$$F_{o.b \delta} = \frac{B_{\delta \text{ max}}}{\lambda_{\text{max}}} + F_{ak \text{ max}}; \quad (4.21)$$

$$F_{o.b \delta} = \frac{B_{\delta}(x)}{\lambda(x)} + F_{ak \text{ max}}, \quad (4.22)$$

где $F_{ak \text{ max}} = \sqrt{2} I w_k$ — максимальное значение МДС одной катушки обмотки якоря; w_k — число витков в катушке, $w_k = m w_{\phi} / Z_c$.

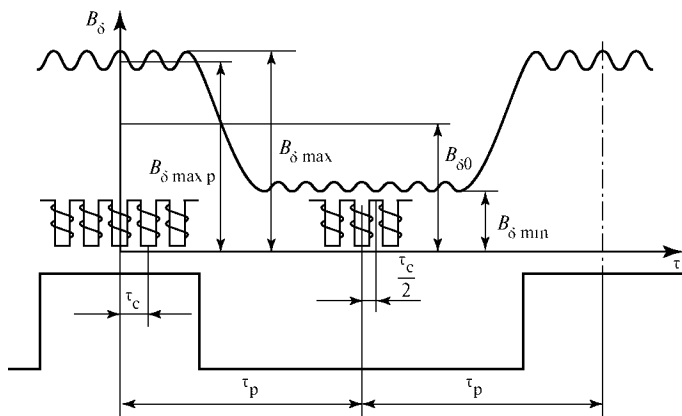


Рис. 4.2. Кривая распределения магнитной индукции в воздушном зазоре в индукторной машине с явно выраженным зубчатым строением якоря

Решив (4.21) совместно с (4.22), получим

$$B_{\delta}(x) = (B_{\delta \max} / \lambda_{\max} + 2F_{ak \max}) \lambda(x); \quad (4.23)$$

$$\Phi_{z c \min} = 2l_i \int_{\tau_p}^{\tau_p + \frac{\tau_c}{2}} B_{\delta}(x) dx = \Phi_{z c \max} \lambda_{c \min} / \lambda_{\delta \max} + 2F_{ak \max} \lambda_{c \min}, \quad (4.24)$$

где $\lambda_{c \max}$ и $\lambda_{c \min}$ — максимальное и минимальное значения магнитной проводимости воздушного зазора на длине зубцового деления статора.

Коэффициент $k_{ис}$ и $k_{ис1}$ определяется из (4.19), $\Phi_{z c \max}$ из (4.20), а $k_{ис0}$, $k_{ис01}$ и $A_{кр}^*$ из выражений:

$$\left. \begin{aligned} k_{ис0} &= (\lambda_{c \max} - \lambda_{c \min}) / 2\lambda_{c \max}; \\ k_{ис01} &= \lambda_{c1} / \lambda_{c \max}; \end{aligned} \right\} \quad (4.25)$$

$$A_{кр}^* = \left(\frac{A}{B_{\delta \max p}} \right)_{кр} = (1 - \beta_{c \min}) / (\sqrt{2} - \beta_{c \min} \mu_0 \lambda_{c \max}^*), \quad (4.26)$$

где

$$\beta_{c \min} = \lambda_{c \min} / \lambda_{c \max} = \lambda_{c \min}^* / \lambda_{c \max}^*; \quad (4.27)$$

$$\lambda_{c \min}^* = \lambda_{c \min} / \mu_0; \quad \lambda_{c \max}^* = \lambda_{c \max} / \mu_0. \quad (4.28)$$

Значения $\lambda_{c \max}^*$ и $\lambda_{c \min}^*$, а также коэффициентов $\beta_0 = \lambda_{c0} / \lambda_{c \max}$, $\beta_1 = \lambda_{c1} / \lambda_{c \max}$ и $\beta_2 = \lambda_{c2} / \lambda_{c \max}$ для некоторых конфигураций зубцовых зон при $b_{zc} = b_{zp}$ приведены на рис. 4.3, 4.4.

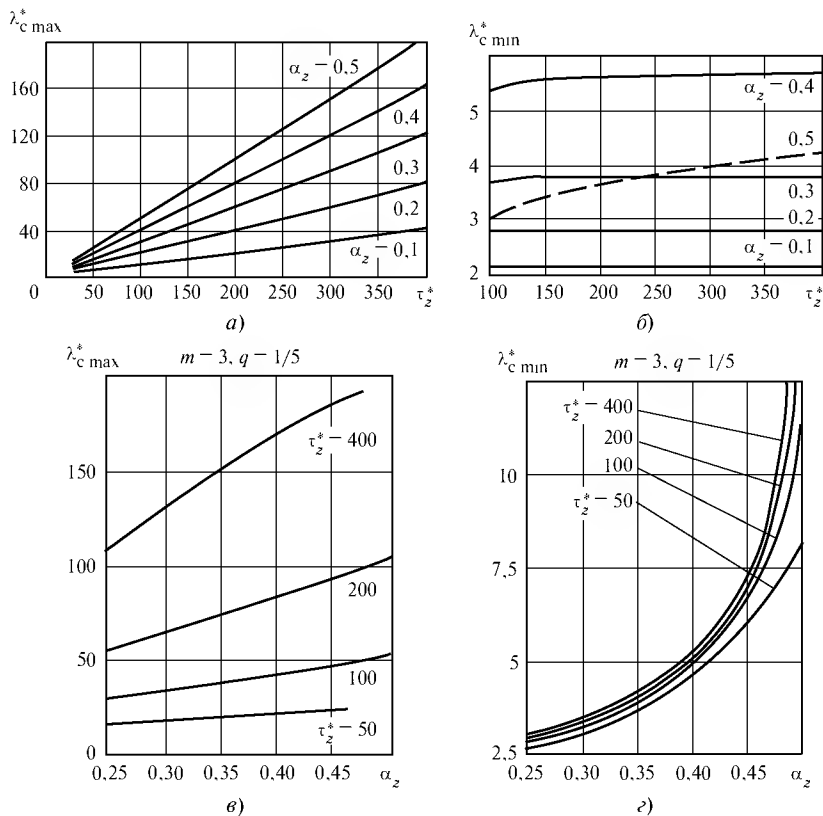


Рис. 4.3. Зависимости максимальной $\lambda_{c \max}^*$ и минимальной $\lambda_{c \min}^*$ проводимостей от коэффициентов τ_{z2}^* (а, б) и α_z (в, г)

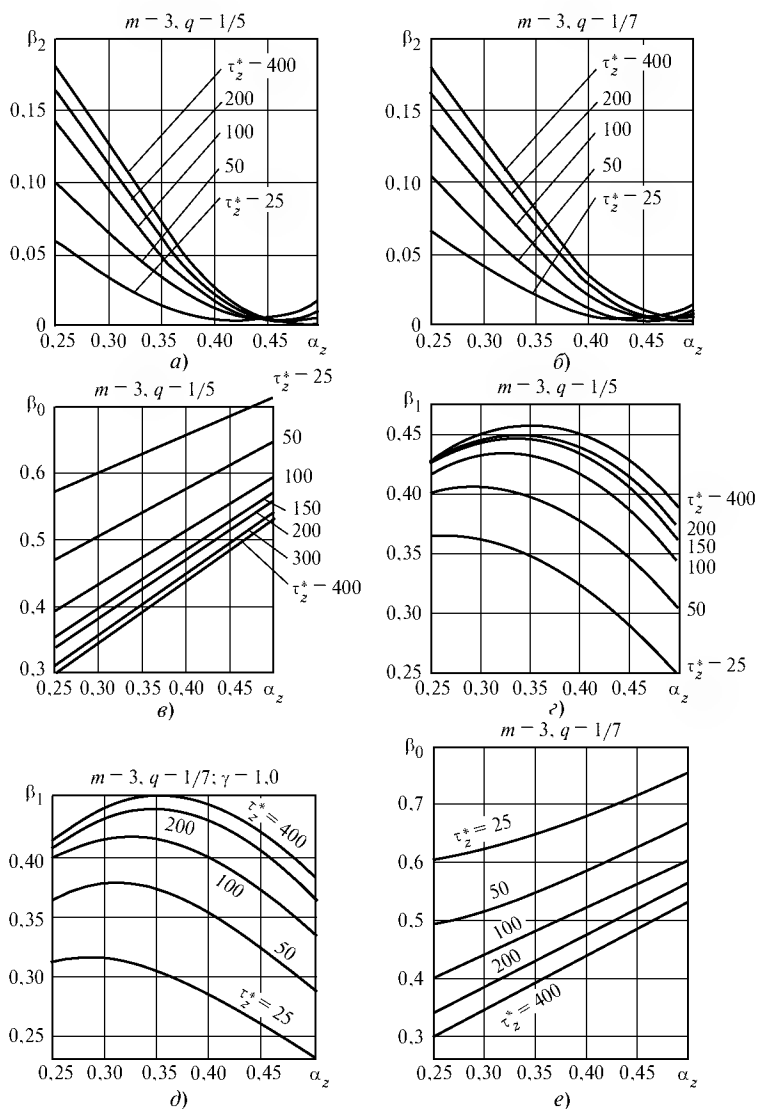


Рис. 4.4. Зависимости коэффициентов магнитного поля от коэффициентов τ_z^* и α_z :

β_2 при $m=3, q=1/5$ (а) и $q=1/7$ (б); β_0, β_1 при $m=3, q=1/5$ (в, г); β_0, β_1 при $m=3, q=1/7$ (д, е),

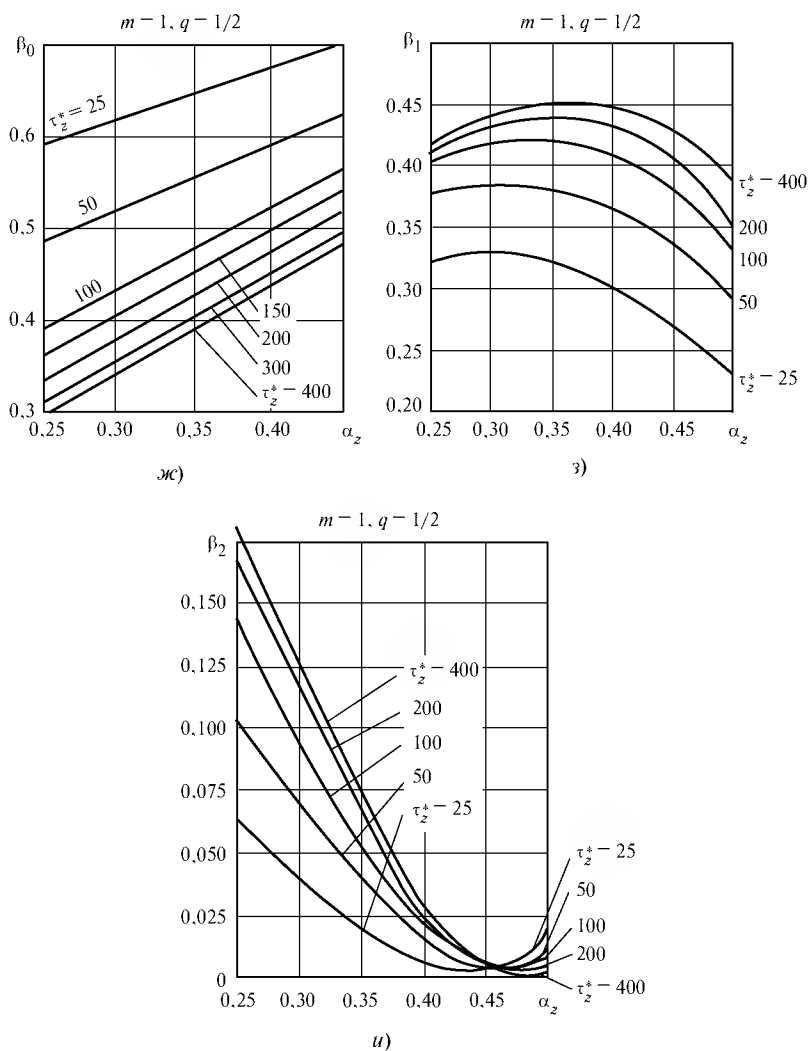


Рис. 4.4. Зависимости коэффициентов магнитного поля от коэффициентов τ_z^* и α_z (окончание):

$\beta_0 \ \beta_1 \ \beta_2$ при $m = 1, q = 1/2$ (ж, з, и)

Символами β_0 , β_1 , β_2 , λ_{c0} , λ_{c1} и λ_{c2} обозначены соответственно коэффициенты гармоник, постоянная составляющая и амплитудные значения первой и второй гармоник кривой изменения по углу поворота ротора магнитной проводимости на длине зубцового деления статора $\lambda_c(\omega t)$.

Если за расчетное при определении размеров ротора принимается максимальное значение магнитной индукции в зубцах статора B_{zc} , то максимальное значение магнитного потока в них находится из формулы

$$\Phi_{zc \max} = B_{zc} k_c b_{zc} l_i = B_{zc} k_c \tau_c \alpha_c l_i. \quad (4.29)$$

При этом

$$A^* = A / B_{zc}; \quad (4.30)$$

$$A_{\text{кр}}^* = \alpha_c k_{3c} (1 - \beta_{c \min}) / \sqrt{2} \lambda_{c \max} \beta_{c \min}. \quad (4.31)$$

В некоторых случаях может оказаться более предпочтительной другая форма записи:

$$\begin{aligned} A_{\text{кр}}^* &= \alpha_p k_{3c} \chi Z_c (1 - \beta_{c \min}) / (2 \sqrt{2} \mu_0 Z_p \lambda_{c \max}^* \beta_{c \min}) = \\ &= \sqrt{2} \alpha_z m q (1 - \beta_{c \min}) / (\mu_0 Z_p \lambda_{c \max}^* \beta_{c \min}), \end{aligned} \quad (4.32)$$

где $\chi = \frac{B_{zc}}{B_{zp}}$; $q = \frac{Z_c}{2mZ_p}$.

Кривые, характеризующие влияние на коэффициент $k_{\text{ис}}$ геометрии зубцовой зоны при работе генератора на постоянное сопротивление нагрузки и отношения $A_{\text{кр}}^* = A / B_{zc}$, приведены на рис. 4.5, 4.6.

Конфигурация зубцовой зоны, особенно относительная длина полюсного деления τ_p^* и соотношение между линейной нагрузкой и индукцией в зубцах A^* , оказывают на коэффициент $k_{\text{ис}}$ заметное влияние. С ростом A^* коэффициент $k_{\text{ис}}$ (см. рис. 4.6) уменьшается, причем уменьшение его не столь мало, чтобы им можно было пренебречь.

Возрастание $A / B_{\delta p}$ в этих генераторах при всех условиях сопровождается возрастанием минимального потока в зубцах [18, 19]. При

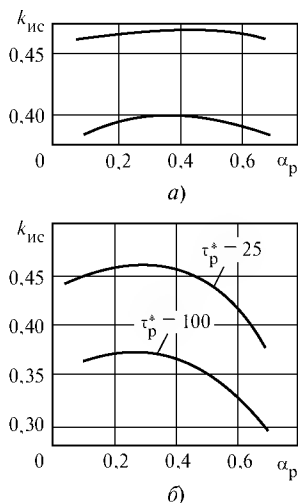


Рис. 4.5. Зависимости коэффициента использования магнитного потока от коэффициентов τ_p^* и α_p при $\alpha_c = 0,6$ (а) и $\alpha_c = 0,9$ (б)

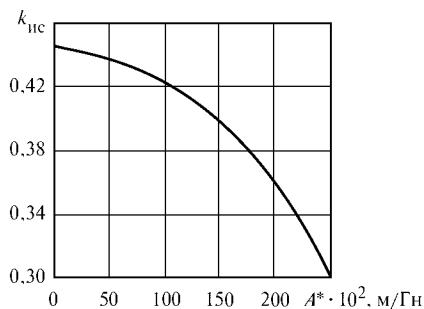


Рис. 4.6. Зависимость коэффициента использования магнитного потока от соотношения между электромагнитными нагрузками

$A^* = A_{кр}^*$ минимальный поток в зубцах достигает максимального значения, равного $\Phi_{z \text{ с max}}$. В связи с этим переменная составляющая «исчезает» из кривой магнитного потока в зубцах и потокосцепления обмоток якоря.

Режима работы электрических машин, в котором могла бы иметь место такая ситуация, не существует, тем не менее он заслуживает внимания, поскольку значения всех относящихся к нему параметров являются максимально возможными по условию их реализации в генераторах. Это условие определяется неравенством

$$A^* \leq A_{\max}^* = A_{\text{кр}}^* \quad (4.33)$$

Опыт проектирования индукторных генераторов показывает, что при таком выборе A и $B_{\delta p}$ спроектированный генератор не только не отдает требуемую мощность, но и не обеспечивает расчетного (номинального) тока, так как ток короткого замыкания в нем оказывается меньше последнего. Следует иметь в виду также, что выполнение неравенства (4.33) лишь необходимое условие, обеспечивающее возможность реализации принятых на стадии определения главных размеров индукторных машин электромагнитных нагрузок. Чтобы условие было необходимым и достаточным, должно выполняться неравенство $A^* \leq [A^*]$, где $[A^*]$ — реальная физическая величина, равная отношению линейной нагрузки A к индукции в воздушном зазоре B_{δ} или $B_{z \text{ с}}$, и имеющая место в режиме короткого замыкания генератора.

Выбор $A^* = [A^*]$ обеспечивает работу проектируемого генератора именно в этом режиме. Отношение $[A^*]$ зависит от всех тех параметров, которые определяют величину $A_{\text{кр}}^*$ и активного и индуктивного сопротивлений обмоток якоря.

Соотношение между A^* и $[A^*]$ выбирается в зависимости от требований к массогабаритным показателям проектируемых машин, уровню пульсации выпрямленного напряжения на нагрузке и к перегрузочной способности генератора при обязательном учете его теплового режима.

4.2. Определение независимых переменных и вопросы оптимального проектирования пульсационных электрических машин с явно выраженным зубчатым строением якоря

Индукторные машины с явно выраженным зубчатым строением якоря находят широкое применение в системах электроснабжения и электропривода как общепромышленного, так и специального назначения. Как правило, число пазов на полюс и фазу в них дробное.

Наиболее важной характеристикой источников энергии систем электроснабжения автономных объектов является их масса. Что касается КПД генераторов, то значение его менее чувствительно к изменению независимых переменных, причем, как показывает опыт проектирования этих машин, минимум массы генератора находится в области его максимального КПД.

Приведенные ниже рекомендации по выбору независимых переменных основаны на расчете серии индукторных генераторов мощностью от 250 Вт до 3 кВт с частотой вращения $(12 \div 60)10^3$ мин⁻¹. Их достоверность подтверждена экспериментальными исследованиями.

При проектировании электрических машин обычно оговаривают следующие данные: мощность $P_{\text{ном}}$, число фаз m ; коэффициент мощности $\cos \varphi$; напряжение $U_{\text{ном}}$; частоту вращения n_p ; частоту f ; максимальный перегрев обмотки Δt , °C (в приведенных ниже формулах просто Δt). В качестве функции оптимизации индукторных генераторов, используемых в автономных электросистемах, как правило, выступает масса машины. Рассмотрим возможные направления поиска минимума массы генератора.

Полный перебор независимых переменных, определяющих массовые показатели машины. К ним относят: число пазов на полюс и фазу q ; относительное зубцовое деление ротора

$$\tau_z^* = \frac{\tau_z}{\delta} = \frac{\pi D_p}{Z_p \delta}; \quad (4.34)$$

коэффициент зубцового перекрытия α_z , ($\alpha_z = b_{zp}/\tau_z$ — отношение ширины зубца ротора к зубцовому делению ротора τ_z); коэффициент скоса зубцов ротора $\alpha_{\text{ск}}$; число пакетов генератора s ; конструктивный

коэффициент $\lambda_i = \frac{l_i}{D_p}$ (l_i — длина активной части ротора); индукцию в зубце статора $B_{z\text{с}}$; линейную нагрузку A ; плотность тока в обмотке якоря j_a ; плотность тока в обмотке возбуждения j_b .

Подобный подход к поиску экстремума функции оптимизации целесообразно использовать при проектировании машин с кратковременным режимом работы, когда практически можно исключить из рассмотрения тепловой режим. Расчет генератора в этом случае может осуществляться по алгоритму, приведенному в Прилож. 1.

Связь одной из независимых переменных с тепловым режимом при длительном режиме работы. Обычно в качестве такой переменной выступает плотность тока в обмотке возбуждения, которая в этом случае определяется из выражения

$$j_{\text{в}} = \frac{\Delta t S_{\text{охл}} \alpha_{\text{охл}} P_{\text{с}} P_{\text{ма}}}{F_{\text{о.в}} \rho_l \pi D_{\text{р}} (1 + h_{\text{zc}}^* + h_{\text{jc}}^*)}, \quad (4.35)$$

где t — температура, °C; $S_{\text{охл}}$ — поверхность охлаждения; $\alpha_{\text{охл}}$ — коэффициент теплоотдачи; $P_{\text{с}}$ — потери в стали; $P_{\text{ма}}$ — потери в меди обмоток якоря; $F_{\text{о.в}}$ — МДС возбуждения; ρ_l — удельное сопротивление меди; $h_{\text{zc}}^* = h_{\text{zc}}/D_{\text{р}}$ — относительная высота зубца статора; $h_{\text{jc}}^* = h_{\text{jc}}/D_{\text{р}}$ — относительная высота ярма статора.

Относительная высота зубца статора определяется из условия обеспечения требуемой модуляции магнитного потока [13, 19]:

$$h_{\text{zc}}^* = (40 \div 60) \frac{\pi}{Z_{\text{р}} \tau_z^*} \quad (4.36)$$

и из условия размещения обмотки якоря в пазу:

$$h_{\text{zc}}^* = \frac{A}{j_{\text{а}} k_{\text{и.п}} (1 - 2mq\alpha_z) D_{\text{р}}}, \quad (4.37)$$

где $k_{\text{и.п}}$ — коэффициент исследования паза якоря;

$$h_{\text{jc}}^* = \frac{\pi}{2Z_{\text{р}}} \alpha_z. \quad (4.38)$$

Ограничение мощности возбуждения. Источники питания автономных электросистем, как правило, работают в комплексе с полупроводниковыми регуляторами напряжения. Поэтому ток в обмотке возбуждения проектируемого генератора не должен превышать максимально допустимого для регулятора значения, определяемого характеристиками транзисторов. В этом случае можно исключить из числа независимых переменных плотность тока в обмотке якоря.

При заданной мощности возбуждения P_B плотность тока в обмотке якоря определяется из выражения

$$j_a = \frac{\Delta t S_{\text{охл}} \alpha_{\text{охл}} P_c P_B}{4 m q z_p s \rho_l w_k D_p (\lambda_i + l_{\text{л}}^*) I},$$

где w_k — число витков в катушке якоря; $l_{\text{л}}^* = l_{\text{л}} / D_p$ — относительная длина лобовой части обмотки якоря; I — ток якоря.

Плотность тока в обмотке возбуждения определяется по формуле

$$j_B = \frac{P_B}{F_B \rho_l \pi D_p (1 + h_{zc}^* + h_{jc}^*)}.$$

Ограничение по индукции в вале B_B . Индукция в вале генератора определяется значениями независимых переменных, на которые проектируется генератор. Естественно, что при некоторых сочетаниях независимых переменных индукция в вале может значительно превышать значения индукций, соответствующих верхней (рабочей) части «колена» кривой намагничивания стали магнитопровода. При таких индукциях значение МДС возбуждения резко возрастает, что увеличивает массу машины. Поэтому при проектировании генератора целесообразно ограничить индукцию в вале некоторым, вполне определенным, значением (например, $B_B < 2$ Тл). В этом случае диапазон изменения одной из независимых переменных (например, конструктивного коэффициента λ_i) при конкретных значениях остальных независимых переменных оказывается ограниченным:

$$0 < \lambda_i < [\lambda_i];$$

$$0 < \lambda_i < \frac{B_B}{B_{zc}} \frac{(1 - 2h_{zp}^* - 2h_{jp}^*)^2}{4 m q k_{3c} \alpha_z (1 + \lambda_{\delta}(\pi + \theta) / \lambda_{\delta}(\theta))},$$

где $h_{zp}^* = \frac{h_{zp}}{D_p}$ — относительная высота зубца ротора; $h_{jp}^* = \frac{h_{jp}}{D_p}$ —

относительная высота ярма ротора; k_{3c} — коэффициент заполнения пакетов статора и ротора сталью; $\lambda_{\delta}(\theta)$, $\lambda_{\delta}(\pi + \theta)$ — удельные (на единицу длины) проводимости межзубцового пространства на зубцовом делении статора при углах θ и $\pi + \theta$ между максимумами прово-

димости между зубцом статора и поверхностью ротора и магнитного потока в зубцах статора потока (см. рис. 3.4);

$$h_{zp}^* = (40 \div 60) \frac{\pi}{Z_p \tau_z^*}; \quad h_{jp}^* = \frac{\pi \alpha_z}{2Z_p}. \quad (4.39)$$

В первом приближении можно принять $\lambda_\delta(\theta) = \lambda_{c \max}$, $\lambda_\delta(\pi + \theta) = \lambda_{c \min}$, где $\lambda_{c \max}$, $\lambda_{c \min}$ — максимальная и минимальная удельные (на единицу длины) проводимости межзубцового пространства на зубцовом делении статора ($\lambda_{c \max} = \lambda_{\delta \max}$, $\lambda_{c \min} = \lambda_{\delta \min}$).

Проектирование на заданный внешний диаметр генератора D_r .

Иногда техническим заданием на проектирование индукторных генераторов специально оговаривается, что внешний диаметр машины не должен превышать некоторого значения. В этом случае в качестве одной из независимых переменных целесообразно использовать внешний диаметр генератора D_r . При заданном внешнем диаметре генератора диаметр расточки ротора

$$D_p = \frac{b + \sqrt{b^2 + 4ac}}{2a},$$

а длина активной части пакета ротора

$$l_i = \frac{4S\bar{V}_p}{\pi D_p^2},$$

где $S = P_{\text{ном}} / \cos \varphi$ — мощность генератора; $\bar{V}_p = \frac{V_p}{S}$ — удельный (на единицу полной мощности) объем активной части ротора (см. Прилож. 1);

$$a = 1 + 2h_{jc}^* + 2h_{zc}^*;$$

$$b = D_r;$$

$$c = \frac{8B_z S \bar{V}_p}{\pi B_k D_r} \alpha_z k_c \left[1 + \left(\frac{\lambda_\delta(\pi + \theta)}{\lambda_\delta(\theta)} \right) \right];$$

величина h_{zc}^* определяется по (4.37), а h_{jc}^* — по (4.38). Коэффициенты a , b и c могут быть определены следующим образом:

$$a = 1 + 2h_{jc}^*;$$

$$b = D_r - 2h_{zc};$$

$$c = \frac{8B_z S \bar{V}_p}{\pi B_K D_r} \alpha_z k_{3,c} \left[1 + \left(\frac{\lambda_8(\pi + \theta)}{\lambda_8(\theta)} \right) \right],$$

где B_K — допустимое значение магнитной индукция в корпусе;
 $h_{zc} = h_{zc}^* D_p$.

Далее примем за D_p меньшее значение диаметра ротора, полученное по этим формулам. Хотя приведенные уравнения связи и позволяют несколько сократить количество переменных, возможный диапазон изменения оставшихся переменных довольно широк. Поэтому желательно ограничить диапазон изменения переменных, определяющих массу индукторных генераторов.

Определение числа пазов на полюс и фазу q . Так как к источникам питания автономных электросистем предъявляются повышенные требования к форме кривой напряжения [20], то, если это возможно, следует выбирать такие значения q , при которых отсутствуют четные гармоники в кривой напряжения:

при $m = 1$ $q = 1, 1/2, 1/3$;

при $m = 3$ $q = 1/5, 1/7, 1/11, 2/13, 2/17$.

Выбор зубцового деления τ_z^* в относительных единицах. Зубцовое деление τ_z^* оказывает значительное влияние на массовые показатели машины. Из приведенных на рис. 4.7 зависимостей удельной массы генератора $\bar{M}_r$ ($\bar{M}_r = M_r / S$ — отношение массы генератора к полной мощности нагрузки) от τ_z^* следует, что при увеличении τ_z^* масса генератора уменьшается. При построении графиков использованы следующие исходные данные: $P_{ном} = 1$ кВт; $\cos \varphi = 0,9$; $\omega = 12 \cdot 10^3$ мин⁻¹; $f = 3$ кГц; $P_B = 50$ Вт; $j_a = 10^7$ А/м²; $\lambda_i = 0,3$; $m = 3$; $q = 1/5$; $\alpha_z = 0,35$; $A = 0,5[A]$. Подобный характер зависимости

$\bar{M}_r = f(\tau_z^*)$ связан с тем, что с ростом τ_z^* несколько увеличивается переменная составляющая тока в зубце [32] и при прочих равных условиях увеличивается диаметр вала

$$D_B = D_p + 2h_{zp}, \quad (4.40)$$

так как уменьшается высота зубца ротора h_{zp} . Увеличение диаметра вала приводит к уменьшению падения магнитного потенциала в вале, а следовательно, к уменьшению МДС возбуждения. Поэтому целесообразно выбирать максимально возможное по технологическим соображениям значение зубцового деления в относительных единицах.

Выбор коэффициента зубцового перекрытия α_z . Величина α_z оказывает наиболее существенное влияние на массу индукторных генераторов [32]. При увеличении α_z масса генератора сначала уменьшается, достигая минимума при коэффициентах зубцового перекрытия, расположенных в диапазоне от $\alpha_z = 0,35 \div 0,4$, а затем при дальнейшем увеличении α_z возрастает. Минимальный удельный объем ротора достигается при $\alpha_z = 0,4$. Представление о характере зависимости удельной массы генератора $\bar{M}_r$ от α_z дает рис. 4.8. При проектировании индукторных генераторов необходимо выбирать коэффициент зубцового перекрытия в диапазоне от 0,3 до 0,4.

Вычисление угла скоса зубцов ротора $\alpha_{ск}$. Для улучшения формы кривой напряжения выполняется скос зубцов ротора. Как показывают исследования [32, 33], удовлетворительную форму кривой напряжения (коэффициент нелинейных искажений менее 8 %) без значительного увеличения массы индукторных генераторов удается получить при $\alpha_{ск} = \frac{\pi}{4} \div \frac{\pi}{2}$ для генераторов с электромагнитным возбуждением и $\alpha_{ск} = \frac{2\pi}{5} \div \frac{2\pi}{3}$ для генераторов с возбуждением от постоянных магнитов.

Выбор числа пакетов генератора s . Возможно как однопакетное ($s = 1$), так и двухпакетное ($s \geq 2$) исполнение индукторных генераторов. Достоинствами однопакетных конструкций индукторных генераторов являются простота конструкции и возможность создания

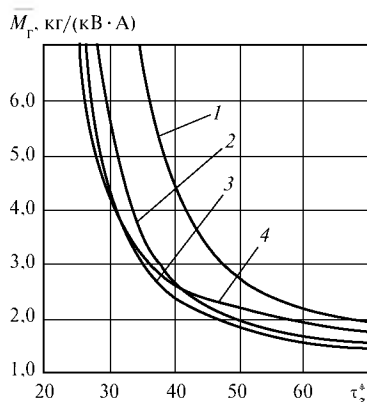


Рис. 4.7. Зависимости удельной массы генератора от относительного зубцового деления:

1 4 B_{zc} — 1,8; 1,6; 1,4; 1,2 Тл

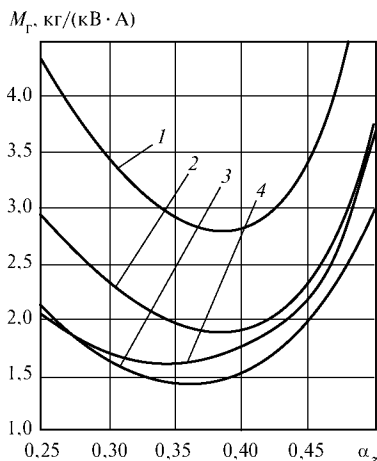


Рис. 4.8. Зависимости удельной массы генератора от коэффициента зубцового перекрытия:

1 4 B_{zc} — 0,8; 1,1; 1,4; 1,7 Тл

машины комбинированного возбуждения. Однако однопакетные конструкции обладают большей, по сравнению с двухпакетными, массой и худшей формой кривой напряжения.

Выбор конструктивного коэффициента λ_i . При выборе конструктивного коэффициента необходимо учитывать, что при уменьшении λ_i возрастает коэффициент k_E ($k_E = E'/U_{\text{ном}}$ — отношение внутренней ЭДС генератора к напряжению) и, следовательно, несколько возрастает масса генератора. Увеличение же коэффициента λ_i приводит к увеличению МДС возбуждения ввиду увеличения разности магнитных потенциалов в вале генератора. Исследования показывают, что применительно к одноименно-полюсным индукторным генераторам λ_i следует выбирать в пределах от 0,2 до 0,5 (рис. 4.9). При этом большие значения конструктивного коэффициента λ_i соответствуют меньшим индукциям в зубце и большим частотам.

Выбор индукции в зубцах B_{zc} . Индукция в зубцах оказывает влияние практически на все показатели машины. Так, увеличение

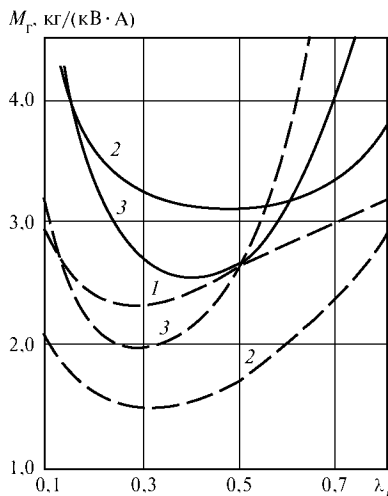


Рис. 4.9. Зависимости удельной массы генератора от конструктивного коэффициента:

——— $f = 1$ кГц; ---- $f = 3$ кГц; 1 3 $B_{zc} = 1,0; 1,4; 1,8$ Тл

индукции в зубцах до значений, соответствующих «колену» кривой намагничивания, приводит к некоторому увеличению коэффициента использования магнитного потока $k_{ис1}$ ($k_{ис1} = \Phi_{c1}/\Phi_{zc \max}$ — отношение первой гармоники потока к максимальному потоку в зубцах), уменьшению коэффициента k_E , активного сопротивления обмоток якоря, индуктивного сопротивления рассеяния, удельного объема ротора, МДС возбуждения и массы генератора. Уменьшение МДС возбуждения вызвано уменьшением МДС якоря. Что касается падения МДС в воздушном зазоре, то при $\tau_z^* = \text{const}$ и индукциях, расположенных до «колена» кривой намагничивания, оно практически не зависит от B_{zc} . При дальнейшем увеличении индукции B_{zc} (за «колено» кривой намагничивания) происходит резкое уменьшение коэффициента использования магнитного потока $k_{ис1}$, увеличение падения МДС в стали, воздушном зазоре, увеличение МДС якоря, а следовательно увеличение МДС возбуждения, активного объема ротора и массы генератора. Зависимости удельной массы генератора

от индукции в зубцах показаны на рис. 4.10 (в расчетах «колену» кривой намагничивания соответствуют индукции $B_{zc} = 1,5 \div 1,6$ Тл). Таким образом, минимум массы индукторных генераторов удается получить при индукциях, расположенных в пределах либо несколько выше «колена» кривой намагничивания.

Определение линейной нагрузки A . В индукторных генераторах, для которых характерно наличие постоянной составляющей магнитного потока в зубцах, коэффициент использования магнитного потока существенным образом зависит как от значения, так и от характера нагрузки. В индукторных генераторах МДС реакции якоря направлена таким образом, что увеличивает поток в зоне минимальной проводимости и уменьшает его в зоне максимальной проводимости. Уменьшение разницы между максимальным и минимальным потоками изменяет соотношение между постоянной составляющей и первой гармоникой магнитного потока в зубцах, что приводит к уменьшению коэффициента использования магнитного потока при нагрузке, по сравнению с его значением при холостом ходе.

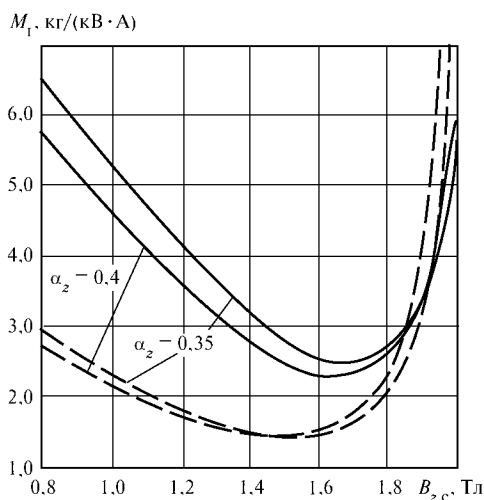


Рис. 4.10. Зависимости удельной массы генератора от индукции в зубцах:

— $f = 1$ кГц; --- $f = 3$ кГц

На стадии проектного расчета коэффициент использования магнитного потока определяют по (4.19):

$$k_{ис1} = k_{ис0} (1 - A^*/A_{кр}^*),$$

где

$$A_{кр}^* = \left(\frac{A}{B_{zc}} \right) = 2\sqrt{2}mq \frac{k_{з.с}}{\gamma_0}; \quad (4.41)$$

γ_0 — коэффициент, зависящий от геометрии зубцовой зоны,

$$\gamma_0 = \frac{2\mu_0}{\alpha_z} \frac{\lambda_{с\max}^* \lambda_{с\min}^*}{\lambda_{с\max}^* \lambda_{с\min}^*}. \quad (4.42)$$

Значение $A_{кр}^*$ является максимальным отношением A/B_{zc} и может иметь место только при идеальном коротком замыкании, когда активное и индуктивное сопротивления рассеяния равны нулю. В действительности эти сопротивления генератора отличны от нуля. Поэтому значения $A^* = [A^*]$, которые могут быть реализованы в машине, меньше $A_{кр}^*$:

$$[A^*] = \left[\frac{A}{B_{zc}} \right] = \frac{A_{кр}^*}{\sqrt{2} \frac{\mu_0}{mq \lambda_i k_c k_{ис0}} (\lambda_{п\lambda_i} + \lambda_{л\lambda_{л}}^* + \lambda_{л\lambda_{л}}) A_{кр}^* + 1}, \quad (4.43)$$

где $\lambda_{п\lambda_i}$, $\lambda_{л\lambda_{л}}$ — удельные проводимости пазового и лобового рассеяния [16, 14].

Минимум удельной массы генератора можно получить при выборе

$$A = (0,3 \div 0,6) [A^*] B_{zc}.$$

Большие значения линейной нагрузки соответствуют большим $\cos \varphi$ и частотам. В качестве примера на рис. 4.11 приведены зависимости удельной массы генератора от линейной нагрузки при $\cos \varphi = 0,9$, $f = 3$ кГц.

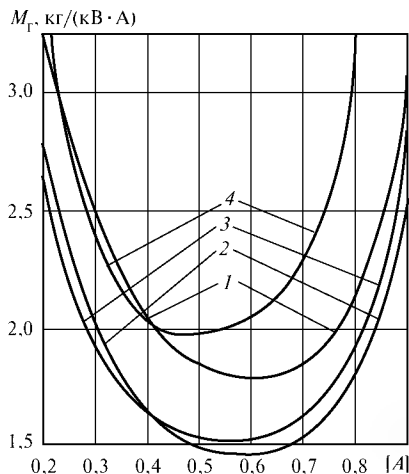


Рис. 4.11. Зависимости удельной массы генератора от линейной нагрузки:

1 4 $B_{zc} - 1,2; 1,4; 1,6; 1,8$ Тл

Выбор плотности тока в обмотке якоря j_a . Расчеты серии индукторных генераторов мощностью $P_{ном} = 500 \div 3000$ Вт показывают, что при увеличении j_a свыше $2 \cdot 10^7$ А/м² масса генератора не уменьшается, а КПД падает (рис. 4.12, а). Поэтому целесообразно выбирать $j_b = 2 \cdot 10^7$ А/м². В генераторах меньшей мощности, а также при закрытых пазах статора плотность тока в обмотке якоря может быть выше.

Выбор плотности тока в обмотке возбуждения j_b . Изменение плотности тока в обмотке возбуждения влияет на массу генератора. Однако при $j_b > 2 \cdot 10^7$ А/м² масса генератора практически не уменьшается, так как удельная масса обмотки возбуждения в общей массе генератора при таких значениях j_b незначительна. В то же время КПД генератора падает, поэтому $j_b \leq 2 \cdot 10^7$ А/м² (рис. 4.12).

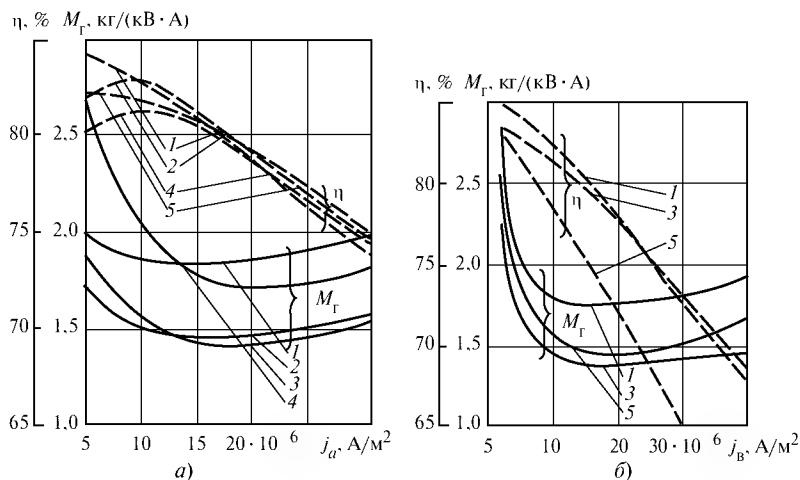


Рис. 4.12. Зависимости удельной массы и КПД генератора от плотности тока в обмотках якоря (а) и возбуждения (б):

— M_r ; --- η ; 1 5 B_z — 1.2; 1.4; 1.5; 1.6; 1.8 Тл

4.3. Особенности определения размеров магнитопровода индукторных машин

Размеры магнитопровода индукторных машин (рис. 4.13) определяются при расчетных (максимальных) значениях магнитной индукции в зубцах статора B_{zc} или B_δ , принятых при определении диаметра и длины расточки якоря. При этом магнитные потоки в зубцах статора, ротора, спинках статора, в корпусе и в охватывающей вал втулке для машин с явно выраженной зубчатой поверхностью статора (с числом пазов на полюс и фазу $q \leq 1$ и примерно одинаковой шириной зубцов статора b_{zc} и ротора b_{zp} определяются из выражений:

$$\left. \begin{aligned} \Phi_{zc} &= \frac{U_{\text{ном}} k_E}{4 k_{\phi E} 1 w_{\phi} k_{\text{ис}1}}; \\ \Phi_{zp} &= \frac{\Phi_{\text{вТ}}}{Z_p} \Phi_{zc} (1 - 2 k_{\text{ис}}); \\ \Phi_{\text{вТ}} &= \Phi_K = \Phi_{zc} Z_c (1 - k_{\text{ис}}) \sigma_B; \\ \Phi_{ja} &= 0,25 \Phi_{zc}, \end{aligned} \right\} \quad (4.44)$$

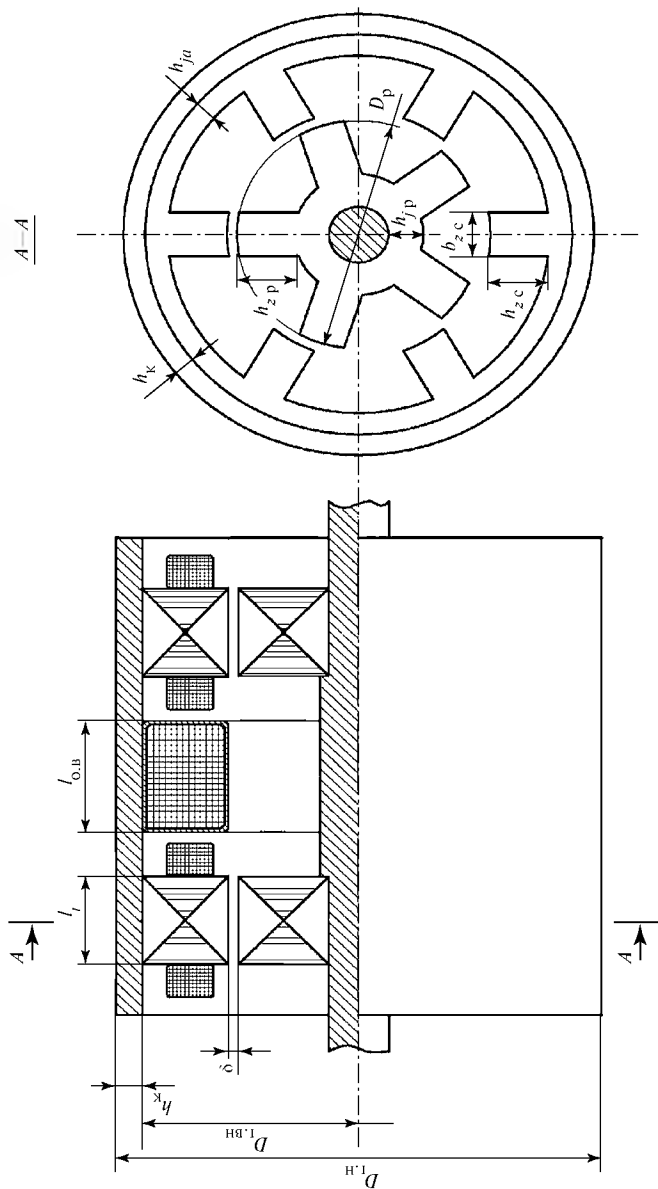


Рис. 4.13. Эскиз магнитной цепи двухполюсной индукторной машины

В индукторных машинах с гладким статором, а также в машинах с $q \geq 1$ размеры отдельных участков магнитопровода рассчитывают, исходя из магнитного потока на зубцовом делении ротора Φ_δ , который определяется по той же формуле, что и поток Φ_{zc} в машинах с дробным значением q .

Магнитные потоки в других участках магнитопровода этих машин определяются из выражений:

$$\left. \begin{aligned} \Phi_{zp} &= B_\delta \alpha_p \tau_p l_i; \\ \Phi_{zc} &= B_\delta \tau_c l_i; \\ \Phi_{ja} &= 0,25 \Phi_{zc}; \\ \Phi_k &= \Phi_B = \Phi_\delta (1 - k_{ис}) Z_p \sigma_B, \end{aligned} \right\} \quad (4.45)$$

где σ_B — коэффициент рассеяния магнитного потока обмотки возбуждения ($\sigma_B = 1,1 \div 1,15$).

Ширина зубцов статора b_{zc} и ротора b_{zp} и высота спинки статора h_{ja} , высота корпуса h_k и наружный диаметр втулки $D_{вт}$ для машин с дробным q определяются из выражений:

$$\left. \begin{aligned} b_{zc} &= \Phi_{zc} / (B_{zc} k_{3.c} l_i); \quad b_{zp} = b_{zc} / \chi; \quad h_{ja} = \Phi_{ja} / (B_{ja} k_{3.c} l_i); \\ h_k &= \Phi_k / (B_k \pi D_{г.вн}); \quad D_{вт} = \sqrt{\frac{4 \Phi_k}{\pi B_k} + d_B^2}; \\ D_{г.вн} &= D + 2h_{zc} + 2h_{ja}. \end{aligned} \right\} \quad (4.46)$$

В индукторных машинах с распределенными обмотками ширина зубцов статора, высота спинки статора, высота корпуса и наружный диаметр втулки определяются по (4.46) после определения магнитных потоков в перечисленных участках по (4.45). Ширина зубцов ротора определяется из выражения

$$b_{zp} = \Phi_{zp} / (B_{zp} k_{3.c} l_i).$$

Размеры машины в зоне размещения обмотки возбуждения $l_{0.в}$ и $h_{0.в}$ определяются в результате расчета магнитной цепи и определения МДС обмотки возбуждения в номинальном режиме.

4.4. Индуктивные сопротивления по продольной и поперечной осям индукторных машин

Индуктивные сопротивления по продольной и поперечной осям индукторных машин x_{ad} и x_{aq} определяются по тем же формулам, что и одноименные с ними сопротивления альтернативных машин (см. гл. 3):

$$x_{ad} = \frac{4}{\pi p} mf(w_{\phi} k_{o1})^2 \Lambda_{ad}; \quad x_{aq} = \frac{4}{\pi p} mf(w_{\phi} k_{o1})^2 \Lambda_{aq} \quad (4.47)$$

Магнитные проводимости по продольной Λ_{ad} и поперечной Λ_{aq} осям определяются из выражений:

$$\Lambda_{ad} = \frac{\mu_0 \tau l_i}{\delta k_{\delta}} k_d; \quad \Lambda_{aq} = \frac{\mu_0 \tau l_i}{\delta k_{\delta}} k_q. \quad (4.48)$$

Коэффициенты формы поля по продольной k_d и поперечной k_q осями определяются из выражений:

для машин с распределенными по пазам обмотками якоря

$$k_d = \beta_0 + 0,5\beta_2; \quad k_q = \beta_0 - 0,5\beta_2, \quad (4.49)$$

Для машин с сосредоточенными на зубцах катушками обмотки якоря. k_q и k_d определяются также из (4.49), но при этом определяются по кривым изменения по углу поворота ротора магнитных проводимостей на длине зубцового деления статора.

Выражение (4.49) получено в результате гармонического анализа магнитного поля в воздушном зазоре при синусоидальном распределении вдоль него продольной (см. § 4.1) и поперечной составляющих МДС якоря. В частности, коэффициент k_d получен из выделенного из (4.10) выражения для максимального значения первой

гармонической составляющей магнитного потока на длине полюсного деления ротора $\Phi_{ad \max}$:

$$\begin{aligned}\Phi_{ad \max} &= \frac{2}{\pi} F_{a \max} \tau_p l_i (\lambda_0 + 0,5 \lambda_2) = \\ &= \frac{2}{\pi} F_{a \max} \frac{\mu_0}{\delta k_\delta} \tau_p l_i (\beta_0 + 0,5 \beta_2),\end{aligned}\quad (4.50)$$

где

$$\lambda_0 = \frac{\mu_0}{\delta k_\delta} \beta_0; \quad \lambda_2 = \frac{\mu_0}{\delta k_\delta} \beta_2.$$

Контрольные вопросы и задания

1. При каких условиях проводится вывод расчетного соотношения для определения коэффициента использования магнитного потока в пульсационных электрических машинах?
2. Как изменяется соотношение между максимальным и минимальным потокоцеплениями обмотки якоря в пульсационных электрических машинах при возрастании нагрузки?
3. В силу каких причин коэффициент использования магнитного потока уменьшается при возрастании линейной нагрузки (индукция в зазоре не изменяется)?
4. Как изменяется коэффициент использования магнитного потока при уменьшении расчетного значения магнитной индукции при постоянном произведении AB_δ ?
5. Представьте в графическом виде зависимость удельной массы генератора $M_{уд}$ от линейной нагрузки A при постоянном значении магнитной индукции в зубцах статора B_{zc} . Обоснуйте наличие оптимума кривой $M_{уд}(A)$.
6. Представьте в графическом виде зависимость удельной массы генератора $M_{уд}$ от магнитной индукции в зубцах статора B_{zc} при постоянном значении линейной нагрузки A . Обоснуйте наличие оптимума кривой $M_{уд}(B_{zc})$.
7. Обоснуйте наличие оптимума кривой, определяющей зависимость удельной массы генератора $M_{уд}$ от коэффициента зубцового перекрытия α_z .
8. Раскройте физический смысл критического соотношения между линейной нагрузкой A и индукцией в зубцах B_{zc} . Сопоставьте критическое и предельное значения A/B_{zc} .

9. Определите значение электромагнитной мощности генератора при выборе таких значений линейной нагрузки A и индукции в зубцах B_{zc} при его проектировании, отношение которых A/B_{zc} равно предельно допустимому его значению $[A]$.
10. Что следует предпринять при проектировании индукторных генераторов для того, чтобы в диапазоне нагрузок $0 \leq I \leq I_{ном}$ отклонение напряжения на их зажимах от номинального его значения не выходило за рамки допустимого?
11. Равны ли коэффициенты использования магнитного потока $k_{ис1}$ и $k_{ис}$, определяемые соответственно как отношение амплитуды первой гармонической магнитного потока в зубцах Φ_{zc} к максимальному значению этого потока $\Phi_{zc \max}$ и как отношение полуразности максимального и минимального потока в них $0,5(\Phi_{zc \max} - \Phi_{zc \min})$ к $\Phi_{zc \max}$?
12. На какой из коэффициентов использования $k_{ис1}$ или $k_{ис}$ следует ориентироваться при определении размеров расточки якоря, в каком соотношении они находятся?

ОСОБЕННОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ГЛАВНЫХ РАЗМЕРОВ ГЕНЕРАТОРОВ АВТОМОБИЛЕЙ И ТРАКТОРОВ

5.1. Общие сведения.

Расчет токоскоростной характеристики

Особенность работы генераторов в системах электроснабжения автомобилей и тракторов состоит в том, что они работают на нагрузку через выпрямительные устройства. Мощность генераторов соизмерима с мощностью аккумуляторной батареи. В связи с этим работу автотракторных генераторов с последней с полным основанием можно считать параллельной в отличие от авиационных генераторов, работу которых с аккумуляторной батареей кроме как совместной охарактеризовать нельзя.

Условием надежной работы систем электроснабжения автомобилей и тракторов во всех предусмотренных техническим заданием режимах и условиях работы бортового электрооборудования является реализация в ходе проектирования таких мероприятий, которые обеспечивают получение токоскоростной характеристики, максимально удовлетворяющей требованиям необходимого зарядного баланса электроэнергии при высоких значениях массогабаритных и энергетических показателей (рис. 5.1).

Токоскоростные характеристики генераторов строятся (рассчитываются, снимаются) при максимальном токе возбуждения и номинальном напряжении на стороне постоянного тока. Они характеризуют предельные энергетические возможности генераторов, а также предельные электромагнитные и тепловые нагрузки.

Токоскоростная характеристика строится по семейству внешних характеристик генератора (рис. 5.2), каждая из которых рассчитана для фиксированной частоты вращения ротора, или для ее построения используются аналитические выражения, полученные из диаграммы Блонделя и связывающие действующие значения первых гармонических тока в фазе с частотой вращения при постоянном значении фазного напряжения.

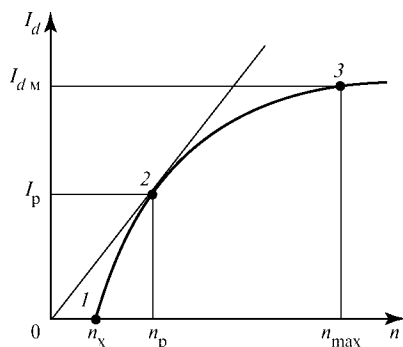


Рис. 5.1. Токоскоростная характеристика автомобильного генератора:

1—3 — точки, соответствующие расчетным режимам

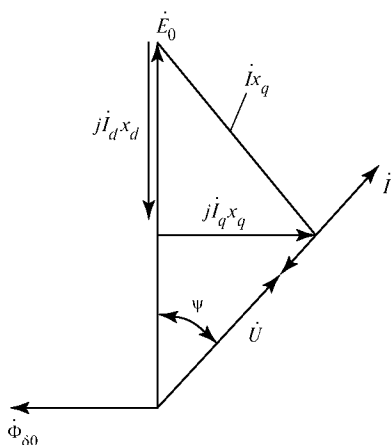


Рис. 5.2. Векторная диаграмма Блонделя при $x_q = x_d$

Для пересчета фазных напряжений, токов и мощности в средневыпрямленные значения напряжений, токов и мощности на нагрузке используются коэффициенты преобразования мощности k_P , тока k_I , фазного и линейного напряжений k_{U_Φ} , k_{U_Λ} :

$$\left. \begin{aligned} k_{U_\Phi} &= U_\Phi / U_d; \\ k_I &= I_\Phi / I_d; \\ k_{U_\Lambda} &= U_\Lambda / U_d; \\ k_P &= S / P_d = m k_{U_\Phi} k_I, \end{aligned} \right\} \quad (5.1)$$

где U_d , I_d , P_d — средневыпрямленные значения напряжения, тока и мощности; U_Λ , S — действующие значения линейного напряжения и полной мощности генератора; U_Φ , I_Φ — действующие значения фазного напряжения и тока; m — число фаз.

Координатами токоскоростной характеристики являются значения средневыпрямленных значений токов и частот вращения точек пересечения внешней характеристики $U_d(I_d)$, полученных пересчетом с

применением коэффициентов k_{U_ϕ} , k_{U_λ} , k_I и k_P внешней характеристики $U_\phi(I_\phi)$, с прямой, соответствующей номинальному напряжению U_{d_p} (U_{d_p} — средневыврявленное напряжение, при котором строится токоскоростная характеристика).

Все генераторы переменного тока обладают свойством самоограничения по току, состоящим в том, что с увеличением частоты вращения ротора при постоянном сопротивлении нагрузки рост тока в обмотках якоря постепенно замедляется и при $n \rightarrow \infty$ асимптотически приближается к некоторому предельному своему значению, зависящему как от сопротивления нагрузки, так и от сопротивления обмотки якоря (см. рис. 5.1). Максимальный ток в обмотках генератора зависит от его внутренних параметров, определяющих индуктивности обмотки якоря. Коэффициент мощности $\cos \phi$ нагрузки автотракторных генераторов близок к единице, поэтому ток в обмотке якоря можно определить по формуле

$$I = \frac{E_0 \sqrt{(R_\phi + R_H)^2 + x_q^2}}{(R_\phi + R_H)^2 + x_q x_d} \quad (5.2)$$

Предельное значение тока в обмотках якоря имеет место в режиме короткого замыкания, соответствующего максимальной частоте вращения, которая обычно равна $(5 \div 6) 10^3$ мин⁻¹. При таких частотах вращения частота тока

$$f = \frac{pn}{60} \approx 600 \text{ Гц},$$

в связи с чем активное сопротивление обмотки значительно меньше индуктивных ее сопротивлений по продольной x_d и поперечной x_q осям и поэтому предельное значение тока короткого замыкания можно определить из выражения:

$$I_K \approx \frac{E_{03}}{x_{dM}} = \frac{4k_\phi E_1 w_\phi f_{\max} \Phi_{\delta 03}}{2\pi f_{\max} w_\phi^2 \Lambda_d} = \frac{4k_\phi E_1 \Phi_{\delta 03}}{2w_\phi \Lambda_d} \quad (5.3)$$

где $\Phi_{\delta 03}$ — максимальное значение магнитного потока, сцепленного с обмотками якоря в режиме холостого хода при максимальном токе в

обмотке возбуждения; E_{03} — ЭДС холостого хода при $n = n_{\max}$; Λ_d — магнитная проводимость по продольной оси генератора; $f_{\max}$ — частота тока при частоте вращения $n = n_{\max}$; $k_{\phi E1}$ — коэффициент формы ЭДС.

Самоограничение по току является причиной более пологого характера токоскоростной характеристики $I_d(n)$ по мере приближения ее точек к $n = n_{\max}$ (см. рис. 5.1). Максимальный наклон к оси n токоскоростная характеристика имеет в точке $n_{\max}$.

При необходимости определения приближенных значений индуктивного сопротивления по продольной оси генератора для конкретной частоты вращения n_j при известной его токоскоростной характеристике может быть использовано выражение (5.3) в виде

$$x_{dn_j} = \frac{E_{03}}{I_k} \frac{n_j}{n_{\max}}, \quad (5.4)$$

где

$$E_{03} = E_{0j} \frac{n_{\max}}{n_j}. \quad (5.5)$$

При самоограничении по максимальному току нагрузки токоскоростную характеристику в достаточном для выполнения основных электромагнитных расчетов объеме представляют координаты трех ее точек: точки 1, определяющей начало отдачи мощности генератора в нагрузку [$I_d = 0$; $n = n_x$] и соответствующей максимальным магнитным нагрузкам магнитопровода; точки 2 [I_{dp} ; n_p], соответствующей наиболее неблагоприятному тепловому режиму работы генератора и точки 3 с координатами [$I_{d\max}$; $n_{\max}$], соответствующей отдаче генератором максимальной мощности и максимальным механическим нагрузкам вращающихся элементов конструкции. Точка 2 находится на касательной линии к токоскоростной характеристике, исходящей из начала координат. Примечательна она тем, что ей

соответствует максимальное отношение $\frac{I_d}{n} = \left(\frac{I_d}{n} \right)_{\max}$, что равно-

сильно максимальному моменту $M_{\max} = \frac{U_d I_d}{(2\pi n/60)}$, где U_d – постоянное напряжение из условия построения токоскоростной характеристики. Важно иметь в виду то, что точке 2 соответствует точка максимальной мощности на внешней характеристике генератора, построенной при $I_{\text{вн}} = I_{\text{вн max}}$ и $n = n_p$. Это обстоятельство является еще одним (помимо неблагоприятного теплового режима) свидетельством обоснованности выбора точки 2 в качестве основной расчетной точки токоскоростной характеристики при проектировании автотракторных генераторов, так как проектирование генераторов для работы в точке максимальной мощности является одним из условий обеспечения минимума их массы.

Смещение точки неблагоприятного теплового режима влево от точки с координатами $[n_{\max}; I_{d \max}]$ объясняется тем, что расход воздуха, проходящего через систему вентиляции генератора, зависит от частоты вращения во всем рабочем диапазоне частот практически линейно. В генераторах с естественным охлаждением тепловая нагрузка максимальна при максимальной частоте вращения.

Экспериментальная токоскоростная характеристика снимается [34] при работе генераторной установки в комплекте с полностью заряженной аккумуляторной батареей при номинальной мощности, выраженной в ампера-часах и составляющей не менее 50 % номинальной мощности тока генератора. Характеристика может определяться в холодном и нагретом состоянии генератора. При этом под холодным состоянием понимается такое, при котором температура всех частей и узлов генератора примерно равна температуре окружающей среды (23 ± 5 °C). Температура воздуха определяется в точке на расстоянии 5 см от воздухозаборника генератора. Токоскоростные характеристики могут определяться при номинальном напряжении 14 (28) В. Однако снять такие характеристики возможно только с помощью регулятора, специально перестроенного на высокий уровень поддержания напряжения. Чтобы предотвратить работу регулятора напряжения при снятии токоскоростной характеристики, ее определяют при напряжениях $U_d = 13,5 \pm 0,1$ ($27 \pm 0,2$) В. Допускается и ускоренный метод определения токоскоростной характеристики на специальном автоматизированном стенде. В этом случае

генератор прогревается в течение 30 мин при частоте вращения ротора 3000 мин⁻¹ и указанном выше напряжении. Время снятия характеристики не должно превышать 30 с при постоянно меняющейся частоте вращения.

На этапе предварительного определения размеров, электромагнитных параметров и рабочих характеристик проектируемых генераторов используют достаточно простой аналитический метод построения токоскоростных характеристик, основанный на использовании диаграммы Blondеля, связывающей первые гармонические составляющие векторов ЭДС, напряжения и тока генератора при допущении о равенстве индуктивных сопротивлений по продольной и поперечной его осям $x_q = x_d$ (см. рис. 5.2). Принятие этого допущения для автомобильных генераторов с когтеобразным ротором можно считать обоснованным на том основании, что при значительных проводимостях межполюсного рассеяния значения x_q и x_d действительно близки.

За расчетное значение индуктивного сопротивления при расчете токоскоростной характеристики целесообразно принять x_d , в связи с тем, что, во-первых, это обеспечивает построение характеристики по несколько заниженным ее ординатам и при соответствии ее требованиям ТЗ дает уверенность, что реальная характеристика пройдет не ниже характеристики, полученной расчетным путем, и, во-вторых, индуктивное сопротивление по продольной оси поддается более точному определению.

При расчетах токоскоростной и других характеристик автотракторных генераторов, а также при выборе расчетных соотношений для определения их главных размеров индуктивное сопротивление по продольной оси представляется [16] в виде

$$x_d = 2\pi\mu_0 w_\phi^2 l_i \left(\frac{2\sum\lambda_s}{pq} + \frac{mDk_{o1}^2 k_d}{k_\delta \delta k_\mu p^2} \right), \quad (5.6)$$

где $\sum\lambda_s$ — сумма коэффициентов пазового, лобового и дифференциального рассеяния; k_μ — коэффициент насыщения магнитопровода,

равный отношению МДС обмотки возбуждения на пару полюсов $F_{о.в}$ к МДС, затрачиваемой на проведение магнитного потока через два зазора $2F_{\delta}$,

$$k_{\mu} = \frac{F_{о.в}}{2F_{\delta}} = \frac{\sum F_{Fe, \delta} + 2F_{\delta}}{2F_{\delta}} = 1 + \frac{\sum F_{Fe, \delta}}{2F_{\delta}}, \quad (5.7)$$

где $F_{Fe, \delta}$ — падение магнитного потенциала в стальных участках магнитопровода и паразитных воздушных зазорах.

За исходное при выводе уравнения токоскоростной характеристики принимается выражение (см. рис. 5.2):

$$E_0^2 = (U_{\phi} + IR_{\phi})^2 + I^2 x_d^2. \quad (5.8)$$

Представив в (5.8) E_0 и x_d в виде

$$\left. \begin{aligned} E_0 &= E_{\delta x} \frac{n}{n_x} \approx U_{\phi.x} \frac{n}{n_x}; \\ x_d &= x_{dx} \frac{n}{n_x}, \end{aligned} \right\} \quad (5.9)$$

где $E_{\delta x}$ — ЭДС, индуцируемая в обмотке якоря при частоте вращения ротора $n = n_x$, соответствующей началу отдачи генератором мощности (см. рис. 5.1); x_{dx} — индуктивное сопротивление по продольной оси генератора при $n = n_x$; $U_{\phi.x}$ — действующее значение напряжения генератора при $n = n_x$ ($U_{\phi.x}$ несколько отличается от $E_{\delta x}$ за счет протекания по обмоткам якоря тока возбуждения I_b при $n = n_x$), получим:

$$n = n_x \frac{IR_{\phi} + U_{\phi}}{\sqrt{U_{\phi.x}^2} (Ix_{dx})^2} = n_x \frac{I_d k_l R_{\phi} + U_{\phi}}{\sqrt{U_{\phi.x}^2} (I_d k_l x_{dx} / k_l)^2}, \quad (5.10)$$

Средневыпрямленное значение тока I_d определяется с учетом того, что ток в нагрузке $I_{d\text{ном}}$ меньше тока на выходе выпрямителя I_d на значение тока возбуждения I_B :

$$I_d = I_{d\text{ном}} + I_B = I_{d\text{ном}}(1 + I_B^*), \quad (5.11)$$

где $I_B^* = \frac{I_B}{I_{d\text{ном}}}.$

Известными при расчете токоскоростной характеристики являются:

- частота вращения, соответствующая началу отдачи мощности n_x
- максимальный ток возбуждения $I_{B\text{max}}$;
- индуктивное сопротивление по продольной оси при $n = n_x$ $x_{d\text{х}}$;
($x_{d\text{х}}$ определяется при $f = pn_x/60$);
- схема блока выпрямления;
- зависимости $k_I(I_d)$ или $k_I(I_d/I_{d\text{max}})$ и $k_{U_\phi}(I_d)$ или $U_\phi(I_d)$.

Для определения координат точек токоскоростной характеристики следует задаться несколькими значениями тока в нагрузке $I_{d\text{н}}$ и для каждого из них, например для $I_{d\text{н}} = I_{di}$, определив ток на выходе выпрямителя I_d из (5.11). После этого, используя кривые $k_I(I_d)$ или $k_I(I_d/I_{d\text{max}})$ и $U_\phi(I_d)$ или $k_{U_\phi}(I_d)$, определить соответствующие току I_{di} значения коэффициента k_{I_i} и U_{ϕ_i} и из (5.10) определить n_i .

Необходимые для расчета токоскоростных характеристик зависимости, связывающие напряжения и токи на стороне постоянного и переменного тока выпрямительных блоков, приведены в Прилож. 2. Эти кривые используются при разработке автотракторных генераторов.

Принципиальная схема генераторной установки с типовой для современных систем электроснабжения автомобилей электрической схемой блока выпрямления мощности показана на рис. 5.3. На рис. 5.4 приведены типовые схемы соединения и размещения в пазах секций обмотки якоря автомобильных генераторов.

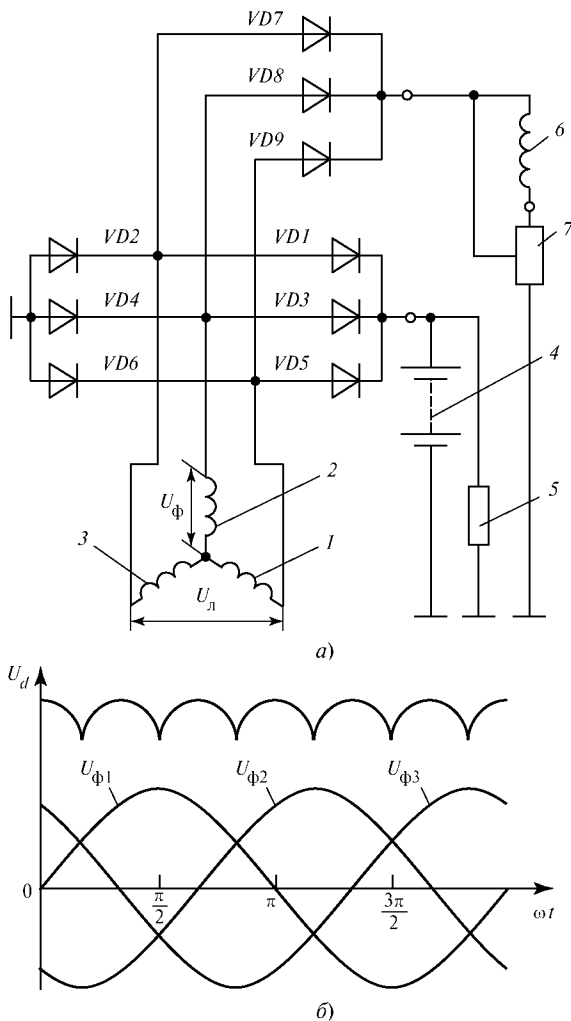


Рис. 5.3. Принципиальная схема генераторной установки (а) и ее характеристики (б):

U_ϕ , U_λ и U_d соответственно фазное, линейное и выпрямленное напряжение; 1, 2, 3 — обмотки фаз статора; 4 — аккумуляторная батарея; 5 — нагрузка; 6 — обмотка возбуждения; 7 — регулятор напряжения; VD1—VD6 — диоды силового выпрямителя; VD7—VD9 — диоды выпрямителя обмотки возбуждения

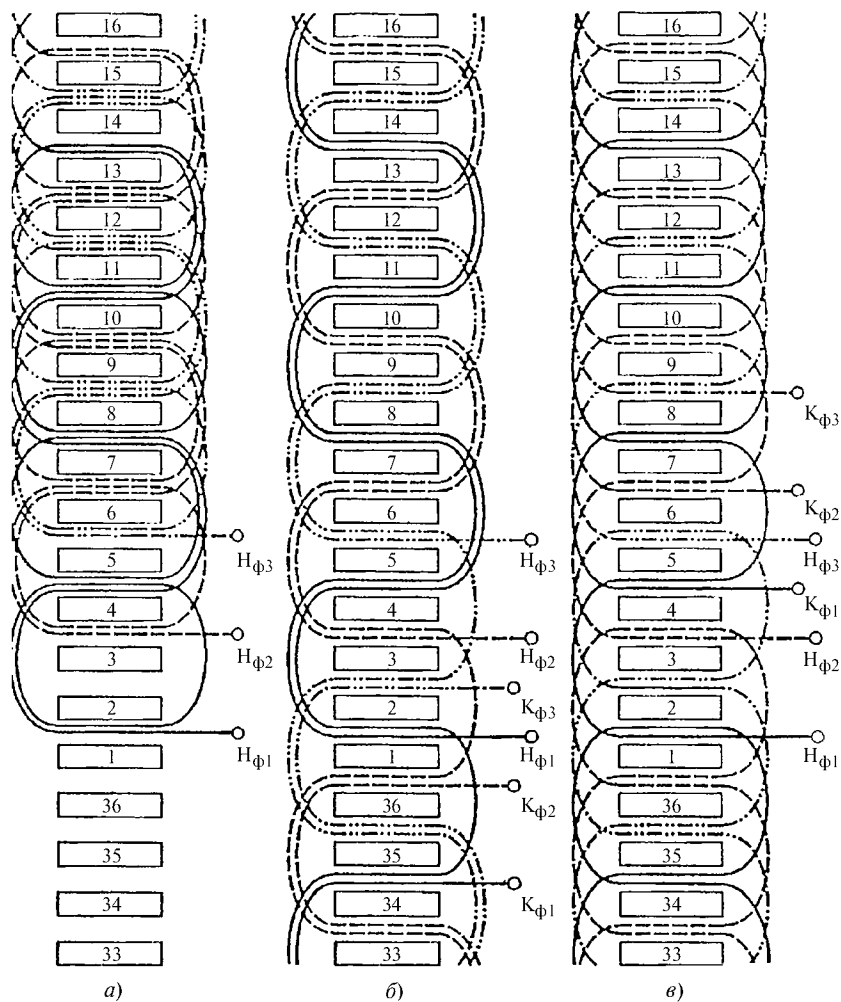


Рис. 5.4. Схемы обмоток статора:

а — петлевая распределенная; *б* — волновая сосредоточенная; *в* — волновая распределенная; $H_{\phi 1}$ — 1-я фаза; $H_{\phi 2}$ — 2-я фаза; $H_{\phi 3}$ — 3-я фаза

5.2. Основные расчетные соотношения для определения диаметра и длины расточки якоря автотракторных генераторов

Используемые в настоящее время методики расчета автотракторных генераторов построены на результатах работ ряда авторов: В.В. Апсита, Ю.А. Купеева, С.В. Акимова и др. [34–38].

Для получения требуемой токоскоростной характеристики необходимо иметь как минимум три уравнения, определяющих условия прохождения ее через три названных характерных ее точки (см. точки 1, 2, 3 на рис. 5.1). Условием прохождения токоскоростной характеристики через точку начала отдачи мощности n_x является равенство при этой частоте вращения ротора проектируемого генератора индуцируемой в обмотке его якоря ЭДС $E_{\delta x}$ фазному напряжению $U_{\phi \text{ ном}}$, обеспечивающему на стороне постоянного тока средневывпрямленное напряжение, равное номинальному напряжению $U_{d \text{ ном}}$ генераторной установки,

$$E_{\delta x} = U_{\phi x} = U_{d \text{ ном}} k_{U_{\phi}}. \quad (5.12)$$

Представив $E_{\delta x}$ в виде

$$E_{\delta x} = 4k_{\phi E1} w_{\phi} f \Phi_{\delta x} k_{o1} = \frac{1}{15} k_{\phi E1} p n_x w_{\phi} \Phi_{\delta x}, \quad (5.13)$$

где

$$\Phi_{\delta x} = B_{\delta x \text{ max}} \tau_p l_i \alpha_i = B_{\delta x \text{ max}} \frac{\pi D l_i}{2p} \alpha_i, \quad (5.14)$$

получим записанное в аналитическом виде условие прохождения токоскоростной характеристики через точку, соответствующую началу отдачи мощности:

$$D^2 l_i = \frac{30 E_{\delta x}}{\pi B_{\delta \text{ max}} n_x \alpha_i k_{\phi E1} k_{o1}}. \quad (5.15)$$

Прохождение токоскоростной характеристики через точки 2 и 3 обеспечивается только в том случае, если те же, что и в (5.15), значения D и l_i будут получены из соотношений, определяющих взаимо-

связь D и l_i с электромагнитными параметрами соответственно: в расчетном режиме (при n_p) и режиме отдачи максимальной мощности (при $n = n_{\max}$):

$$D^2 l_i = \frac{60}{\pi^2} \frac{S_{\gamma, p}}{A_p B_{\delta p} n_p \alpha_i k_{\phi E1} k_{o1}}; \quad (5.16)$$

$$D^2 l_i = \frac{60}{\pi^2} \frac{S_{\gamma, \max}}{A_{\max} B_{\delta \max} n_{\max} \alpha_i k_{\phi E1} k_{o1}}. \quad (5.17)$$

где $A_p, A_{\max}$ — значения линейных нагрузок в расчетном режиме и режиме отдачи максимальной мощности; $B_{\delta p}, B_{\delta \max}$ — значения магнитных индукций в тех же режимах работы проектируемого генератора.

Поскольку коэффициент мощности $\cos \varphi$ для автотракторных генераторов даже при $n = n_{\max}$ незначительно отличается от единицы, вместо электромагнитных мощностей $S_{\gamma, p}$ и $S_{\gamma, \max}$, развиваемых генератором при n и $n_{\max}$, можно подставить равные им по значению активные составляющие $P'_{\gamma, p}$ и $P'_{\gamma, \max}$:

$$P_{\gamma, p} = m E_{\delta p} I_{\phi p} = m k_{E_p} U_{\phi p} I_{\phi p}; \quad (5.18)$$

$$P_{\gamma, \max} = m E_{\delta \max} I_{\phi \max} = m k_{E_{\max}} U_{\phi \max} I_{\phi p}, \quad (5.19)$$

где k_{E_p} и $k_{E_{\max}}$ — коэффициенты внутренней ЭДС генератора,

$$k_{E_p} = E_{\delta p} / U_{\phi p}; \quad k_{E_{\max}} = E_{\delta \max} I_{\phi \max}.$$

Значения коэффициента k_{E_p} для автомобильных генераторов мощностью от 250 до 2000 Вт при $q = 0,5$ и 2 приведены в табл. 5.1.

В приведенных уравнениях неизвестными являются $D, l_i, w_{\phi}, P_{\gamma, p}, P_{\gamma, \max}, B_{\delta x}, B_{\delta p}, B_{\delta \max}, A_p, A_{\max}$ и др. Таким образом, трех уравнений для определения такого количества неизвестных явно недостаточно. Несколько дополнительных уравнений может быть получено, если принять во внимание следующие обстоятельства.

Таблица 5.1

Значения k_E в зависимости от выходной мощности генератора [30, 31]

Параметр	Значение							
	$q = 0,5$					$q = 2$		
$P_{d \text{ ном}}, \text{ Вт}$	250	500	750	1250	2000	625	1250	2000
k_E	1,69	2	2,17	2,45	2,75	1,1	1,21	1,42

1. Число витков в фазе обмотки якоря при изменении режима работы генератора не изменяется. Поэтому, приравняв число витков w_ϕ в выражениях для ЭДС, записанных применительно к режиму холостого хода

$$E_{\delta x} = U_{\phi x} = 4k_{\phi E1} \frac{pn_x}{60} B_{\delta x} \alpha_i \tau_p l_i w_\phi \quad (5.20)$$

и расчетному режиму

$$E'_{\delta p} = 4k_{\phi E1} \frac{pn_x}{60} B_{\delta p} \alpha_i \tau_p l_i w_\phi, \quad (5.21)$$

получим

$$B_{\delta p} = E_{\delta x} \frac{E_{\delta p} n_x}{U_{\phi x} n_p} = B_{\delta x} \cdot 4k_{E_p} n_x / U_{\phi x}^* n_p, \quad (5.22)$$

где

$$U_{\phi x}^* = U_{\phi x} / U_{\phi p}.$$

2. При $n = n_{\max}$ фазный ток $I_{\phi \max}$ составляет 0,95 — 1,0 предельного тока короткого замыкания I_K , поэтому (5.22) можно заменить уравнением

$$I_{\phi \max} = k_I I_{d \max} \approx \frac{E_{0 \max}}{x_{d \max}} = \frac{U_{\phi x} n_{\max}}{2\pi f_{\max} w_\phi^2 n_x \Lambda_d}, \quad (5.23)$$

где $E_{0 \max} = U_{\phi x} n_{\max} / n_x$; $f_{\max} = \frac{pn_{\max}}{60}$; Λ_d — суммарная магнитная проводимость пазового, лобового и дифференциального рассеяний

обмотки якоря и магнитной проводимости по продольной оси генератора,

$$\Lambda_d = \mu_0 l_i \left(\frac{2 \sum \lambda}{pq} + \frac{m D k_{o1}^2 k_d}{\pi \delta k_\delta k_\mu p^2} \right). \quad (5.24)$$

С учетом полученных соотношений уравнения (5.15) (5.17) приобретают вид:

$$D l_i = \frac{U_{\phi x} \cdot 30}{\pi k_{\phi E1} k_{o1} \alpha_i B_{\delta x} w_\phi n_x}; \quad (5.25)$$

$$D l_i = \frac{60}{\pi^2} \frac{k_{\phi E1} k_{o1} \alpha_i A_p B_{\delta x} n_x}{U_{\phi x} U_{\phi p}} = \frac{60}{\pi^2} \frac{U_{\phi x}^* U_{d p} k_p}{k_{\phi E1} k_{o1} k_d \alpha_i A_p}; \quad (5.26)$$

$$I_{\phi \max} = \frac{30 U_{\phi x}}{n_x \mu_0 l_i w_\phi^2 \left(\frac{2 \pi \sum \lambda}{q} + \frac{m D k_{o1}^2 k_d}{\delta k_\delta k_\mu p^2} \right)}, \quad (5.27)$$

где $\sum \lambda$ — сумма коэффициентов, лобового и дифференциального рассеяния; k_d — коэффициент формы поля продольной реакции якоря.

Решив совместно последние три уравнения, получим:

$$w_\phi = \frac{\pi \delta k_\delta k_\mu p}{m k_{o1}^2} \left(\frac{k_{\phi E1} k_{o1} \alpha_i B_{\delta x}}{\mu_0 I_{\phi \max}} - \frac{A_p \pi \sum \lambda}{I_{\phi p} m q} \right); \quad (5.28)$$

$$D = \frac{2 \delta k_\delta k_\mu p}{k_{o1}^2 k_d} \left(\frac{I_{\phi} k_{\phi E1} k_{o1} B_{\delta x}}{\mu_0 A_p I_{\phi \max}} - \frac{A_p \pi \sum \lambda}{m q} \right); \quad (5.29)$$

$$l_i = \frac{15 U_{\phi x} A_p}{k_{\phi E1} k_{o1} \alpha_i B_{\delta x} n_x m I_{\phi p} w_{\phi}^2} = \frac{15 U_{\phi x}^2 A_p}{k_{\phi E1} k_{o1} \alpha_i U_{\phi x}^* P_{dp} n_x w_{\phi}^2 k_p} . \quad (5.30)$$

где $k_p = m U_{\phi p} I_{\phi p} / P_d$ — коэффициент преобразования мощности для расчетного режима.

Во многих случаях выбор размеров автотракторных генераторов определяют с учетом ограничений, которые накладывают на габариты генераторов условия размещения их в подкапотном пространстве. Кроме того, исходя из условий унификации и снижения издержек производства, в ряде случаев бывает целесообразным выбирать диаметр расточки генератора равным диаметру расточки серийного генератора, находящегося в производстве. В этих случаях определяют размеры и параметры генератора при предварительно заданном диаметре расточки D , используя для этой цели следующие уравнения:

$$w_{\phi} = \frac{\pi A_p}{2 m I_{\phi p}} D ; \quad (5.31)$$

$$l_i = \frac{30 U_{\phi x}}{n_x \mu_0 I_{\phi \max} \left(\frac{2 \pi \sum \lambda}{q} + \frac{m D k_{o1}^2 k_d}{\delta k_{\delta} k_{\mu} p^2} \right)} \left(\frac{2 m I_{\phi \max}}{\pi A_p D} \right)^2 ; \quad (5.32)$$

$$B_{\delta x} = \frac{\mu_0 I_{\phi \max} \left(\frac{2 \pi \sum \lambda}{q} + \frac{m D k_{o1}^2 k_d}{\delta k_{\delta} k_{\mu} p^2} \right)}{\pi k_{\phi E1} k_{o1} \alpha_i} \frac{\pi A_p}{2 m I_{\phi \max}} . \quad (5.33)$$

При этих же условиях

$$D_i^2 l_i = \frac{120 U_{\phi x} m^2 I_{\phi p}^2}{\pi^2 I_{\phi \max} \mu_0 n_x \left(\frac{2 \pi \sum \lambda}{q} + \frac{m D k_{o1}^2 k_d}{\delta k_{\delta} k_{\mu} p^2} \right) A_p^2} . \quad (5.34)$$

Приведенные соотношения позволяют произвести анализ влияния исходных параметров и предварительно назначаемых расчетных величин на размеры генератора и определить значение магнитной индукции в зазоре $B_{\delta x}$, D_i и l_i , при которых токоскоростная характеристика проходит через координаты трех заданных ее точек.

Порядок расчета

1. По исходным данным $U_{d \text{ ном}}$, $U_{d p}$, n_x , $I_{d p}$, $I_{d \text{ max}}$, $I_{в \text{ max}}$, заданной схеме выпрямления и кривым $U_{\phi}(I_d)$ и $I_{\phi}(I_d)$ определяют фазные напряжения и токи: $U_{\phi x}$, $I_{\phi p}$, $I_{\phi \text{ max}}$ (см. Прилож. 2);

2. Предварительно задаются величинами p , q , $k_{\phi E1}$, k_{o1} , α_i , δ , k_{δ} , k_{μ} , $\Sigma \lambda$, A_p , исходя из опыта проектирования и эксплуатации наиболее использованных генераторов.

Если определяют основные размеры генератора по предварительно заданной величине $B_{\delta x}$, то величины $D_i l_i$, w_{ϕ} вычисляют из (5.28) — (5.30). Если определяют размеры и параметры генератора по предварительно заданной величине D_i , то величины w_{ϕ} , l_i , $B_{\delta x}$ вычисляют из (5.31) — (5.33).

После выбора основных размеров генератора в общепринятой последовательности рассчитывают параметры обмотки статора. При этом форму паза выбирают в зависимости от типа обмотки, технологии производства и условий охлаждения генератора. В настоящее время в автомобильных генераторах применяют обмотки с $q = 0,5$; 1,0; 2,0. Применение обмоток с $q = 0,5$ обусловлено более простой технологией изготовления и укладки секций (катушек) этой обмотки в пазы, а также сравнительной легкостью замены вышедшей из строя обмотки. Кроме того, обмотки с $q = 0,5$ имеют меньший вылет и длину лобовых частей, поэтому при равных длинах пакетов якоря их применение позволяет увеличить плотности токов или линейную нагрузку примерно на 10—12 %.

Недостатком обмоток с $q = 0,5$ являются значительно большие по сравнению с обмотками с $q = 1$ значения коэффициента воздушного зазора k_{δ} ($k_{\delta} = 1,5 \div 1,75$), коэффициента дифференциального рассеяния обмотки якоря λ_d и малые значения обмоточного коэффициента k_{o1} ($k_{o1} = 0,8$). Применение полуоткрытых пазов позволяет снизить k_{δ} до 1,2—1,3. Обмотки с $q = 1$ и $q = 2$ считаются наиболее перспективными для автомобильных генераторов, причем обмотки с $q = 2$ целесообразно применять в генераторах мощностью 1200—3000 кВт.

В наиболее удачно спроектированных генераторах значения параметров, которым вследствие ограниченного количества уравнений приходится задаваться при определении главных размеров, лежат в пределах, указанных в табл. 5.2.

Таблица 5.2

Предварительно выбираемые (назначаемые) параметры

Параметр	Число пазов на полюс и фазу	
	$q = 0,5$	$q = 1,0$
$B_{\delta x}$	0,4—0,7	0,5—0,9
$A_p, \text{А/м}$	$(250 \div 350)10^2$	$(250 \div 350)10^2$
α_i	0,62—0,75	0,62—0,75
k_{ol}	0,866	1,0
$k_{\phi E1}$	1,05—1,11	1,05—1,11
$k_{IВ} = 1 + \frac{I_B}{I_p}$	1,03—1,125	1,03—1,125
$U_{\phi x}$	6,2 (при $U = 12 \text{ кВ}$) или 12,6 (при $U = 24 \text{ кВ}$)	6,2 или 12,6
k_{δ}	1,5—1,75	1,15—1,35
k_{μ}	1,3—1,7	1,3—1,7
k_d	0,92—0,96	0,92—0,96
k_I	0,74—0,79	0,74—0,79
$j_{a \max}, \text{А/мм}^2$	12—23	12—16
$k_{3,п a}$	0,3—0,4	0,34—0,45
$\alpha_c = \frac{b_{zc}}{\tau_{zc}}$	1,08—1,25	1,5—1,7
δ/D	0,016	0,02
D_H/D^*	1,33—1,43	1,33—1,43
$J_{в \max}, \text{А/мм}^2$	4—6	4—6
$k_{3,п.в}$	0,5—0,65	0,5—0,65
σ_B	1,3—1,8	1,3—1,6
$\sum \lambda_s$	0,8—1,1	3—4

Примечание. D_H — наружный диаметр пакета статора.

Контрольные вопросы и задания

1. Каковы особенности проектирования автотракторных генераторов?
2. Дайте определение токоскоростной характеристики генераторов. Поясните условия получения требуемой токоскоростной характеристики.
3. Перечислите методы построения токоскоростных характеристик.
4. Как производится выбор точки расчетного режима на токоскоростной характеристике?
5. Напишите исходные уравнения для определения главных размеров автотракторных генераторов.
6. Постройте векторную диаграмму Блонделя. Рассмотрите применение ее при проектировании автотракторных генераторов.
7. По известной, построенной в координатах $I_d(n)$ токоскоростной характеристике генератора определите индуктивные сопротивления по продольной его оси при максимальной $n_{\max}$ и расчетной n_p частотах вращения.
8. Как изменится токоскоростная характеристика генератора при увеличении (уменьшении) числа витков в обмотке якоря?
9. Сопоставьте размеры и электромагнитные параметры генераторов с числом пазов на полюс и фазу $q = 0,5$, $q = 1,0$ и $q > 1$.
10. От каких факторов зависит коэффициент рассеяния магнитного потока короткообразных индукторов автотракторных генераторов? Качественно оцените значения коэффициентов рассеяния магнитного потока при частотах вращения, соответствующих началу отдачи мощности и расчетной мощности.
11. Чем объяснить более высокое значение отношения электромагнитной мощности к мощности, отдаваемой генератором в нагрузку в расчетном режиме, при выполнении его с 18 открытыми пазами на статоре и катушечными обмотками якоря по сравнению с генераторами с полужакрытыми 36 пазами на статоре и распределенными по ним секциями обмотки якоря?
12. Почему втулка индуктора выполняется из магнитомягкого материала? Как изменятся размеры генератора, если втулку изготовить из материала со значительно более низкими магнитными свойствами?
13. Вследствие каких причин для обеспечения заданной мощности постоянного тока на нагрузке, даже при отсутствии падения напряжения на диодах выпрямительных устройств, используются генераторы переменного тока заметно большей (как минимум на 20 %) мощности?
14. Какие параметры связывают коэффициенты выпрямления по току k_f , напряжению k_{U_ϕ} и мощности k_P ? Как используют их при проектировании автотракторных генераторов?
15. Чем объяснить применение в системах электроснабжения в качестве источников электроэнергии альтернативных, а на тракторах пульсационных электрических машин?

ОСОБЕННОСТИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ГЛАВНЫХ РАЗМЕРОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН С ВОЗБУЖДЕНИЕМ ОТ ПОСТОЯННЫХ МАГНИТОВ

6.1. Общие сведения

Электромагнитные расчеты синхронных электрических машин с возбуждением от постоянных магнитов (ПМ) на стадии предварительного определения размеров их магнитной цепи, обмоточных данных и электромагнитных параметров, позволяющих оценить соответствие их рабочих характеристик и массогабаритных показателей требованиям технического задания, производятся по традиционным для синхронных машин методикам. Эти методики построены на представлении магнитного поля в электрической машине в виде двух магнитных полей — магнитного поля возбуждения и поля якоря и разложении последнего также на два магнитных поля — поле по продольной и поле по поперечной осям машины, создаваемые соответственно продольной F_d и поперечной F_q составляющими МДС якоря. Амплитудные значения этих синусоидально распределенных по расщелине МДС определяются из выражений

$$F_{dm} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \frac{mIw_{\phi}}{p} k_{o1} \sin \Psi; \quad (6.1)$$

$$F_{qm} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \frac{mIw_{\phi}}{p} k_{o1} \cos \Psi. \quad (6.2)$$

Особенностью магнитных систем электрических машин с ПМ является низкая магнитная проницаемость полюсов индуктора, вследствие чего магнитная проводимость полюсов значительно меньше проводимости полюсов в машинах с электромагнитным возбуждением, и к воздушному зазору приложена одна часть МДС $F_d (F_{\delta \text{ } d} = F_d k_{\delta \text{ } d})$, а другая ее часть ($F_{m \text{ } d} = F_d k_{m \text{ } d}$) затрачивается

на проведение магнитного потока через полюсы постоянных магнитов. Сумма коэффициентов $k_{\delta \text{ } d}$ и $k_{m \text{ } d}$ равна единице:

$$k_{\delta \text{ } d} + k_{m \text{ } d} = 1. \quad (6.3)$$

Уменьшение продольной составляющей МДС якоря в $k_{\delta \text{ } d}$ раз приводит к уменьшению обусловленных ее действием продольной составляющей магнитного потока на длине полюсного деления Φ_{ad} и ЭДС по продольной оси E_{ad} также в $k_{\delta \text{ } d}$ раз. При сохранении структуры магнитного поля якоря, что характерно для электрических машин при относительно высокой магнитной проницаемости материала постоянных магнитов на рабочем участке кривой размагничивания (на прямой магнитного возврата) и небольших их размерах вдоль направления намагничивания (небольших высотах полюсов), индуктивные сопротивления по продольной оси $x_{ad \text{ } m}$ машин с постоянными магнитами при замене ими электромагнитов уменьшаются так же, как и Φ_{ad} с E_{ad} в $k_{\delta \text{ } d}$ раз по сравнению с сопротивлением по продольной оси $x_{ad \text{ } \gamma, m}$ машин с электромагнитным возбуждением:

$$x_{ad \text{ } m} = x_{ad \text{ } \gamma, m} k_{\delta \text{ } d}. \quad (6.4)$$

Вопросы, связанные с определением индуктивных сопротивлений по поперечной оси электрических машин с ПМ $x_{aq \text{ } m}$ и сопоставлением их с сопротивлениями по той же оси машин с электромагнитным возбуждением $x_{aq \text{ } \gamma, m}$, изложены в § 6.2.

При расчетах магнитных цепей электрических машин с постоянными магнитами, так же как и машин с электромагнитным возбуждением по первым гармоническим токов, магнитных потоков, ЭДС и напряжений, оперируют МДС якоря по продольной оси, приведенными к МДС возбуждения. Значения приведенных к МДС полюсов индуктора магнитодвижущих сил якоря F_{ad} связаны с МДС F_d коэффициентом приведения $k_{ad} = F_{ad}/F_d$. МДС якоря по поперечной оси F_q с приведенной к МДС возбуждения — ее значением F_{aq} к той же МДС возбуждения коэффициентом k_{aq} (рис. 6.1). При этом под F_{ad} понимается такая МДС, охватывающая полюсы постоянных магнитов обмотки, которая создает в воздушном зазоре магнитное поле с амплитудой первой гармонической магнитной индукции, равной амплитуде первой гармонической магнитной индукции продольного поля якоря.

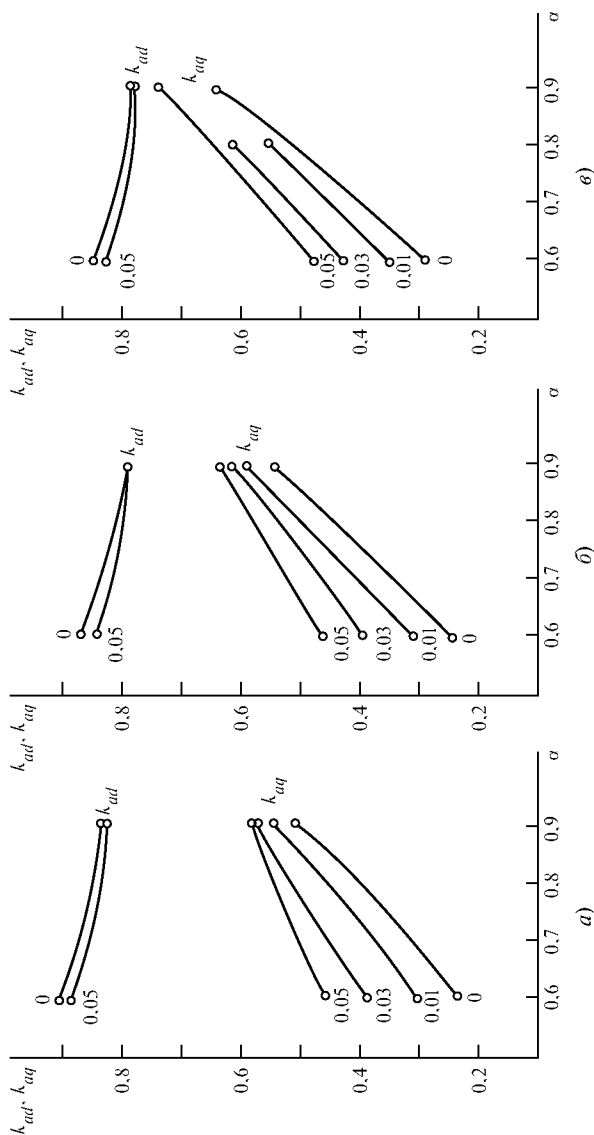


Рис. 6.1. Зависимость коэффициентов приведения МДС якоря по продольной и поперечной осям k_{ad} и K_{aq} от МДС возбуждения:

а $\delta_M/\delta - 2$; б $\delta_M/\delta - 1,5$; в $\delta_M/\delta - 1$

К воздушному зазору в машинах с ПМ приложена МДС $F_{ad \delta}$,

$$F_{ad \delta} = F_{ad} k_{\delta d}, \quad (6.5)$$

которая создает в зазоре продольное поле с амплитудой первой гармонической магнитной индукции, равной

$$B_{adm} = F_{ad} k_{\delta d} \frac{\mu_0}{\delta k_{\delta}} k_d k_f. \quad (6.6)$$

Значения коэффициента формы поля возбуждения k_f определяются по кривым, приведенным на рис. 6.2, в зависимости от геометрии полюсной системы и воздушного зазора.

Амплитуда первой гармонической от МДС F_d имеет вид

$$B'_{adm} = F_{dm} k_{\delta d} \mu_0 / (\delta k_{\delta}). \quad (6.7)$$

Приняв $B_{adm} = B'_{adm}$, получим

$$F_{ad} = k_{ad} F_d, \quad (6.8)$$

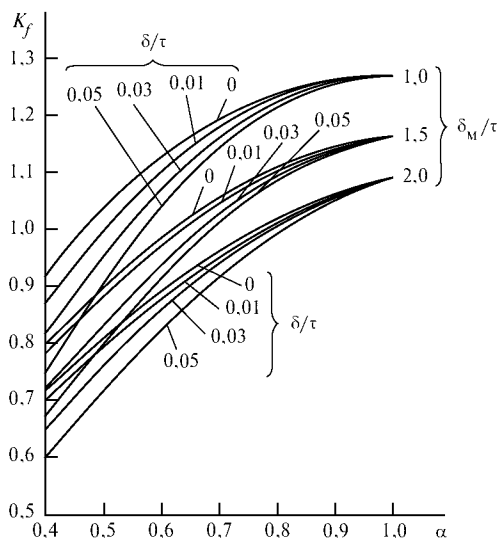


Рис. 6.2. Зависимость коэффициента формы поля возбуждения от геометрии воздушного зазора

где коэффициент k_{ad} определяется из выражения

$$k_{ad} = k_d / k_f. \quad (6.9)$$

Значения коэффициента k_d зависят от конструктивного исполнения индуктора и могут заметно отличаться от его значений в машинах с электромагнитным возбуждением, выполненных с той же геометрией полюсной системы и воздушного зазора.

При введении в магнитную цепь вместо F_d , эквивалентной ей МДС F_{ad} кривая распределения магнитной индукции в воздушном зазоре результирующего продольного поля машины имеет такую же форму, как и одноименная с ней кривая поля возбуждения, и отличается от нее только меньшим значением индукции над полюсами. По этой причине для представления характеристик магнитной цепи (холостого хода, расчетного режима и др.) в тех же координатах, в которых приводятся характеристики постоянных магнитов ($[B_m; H_m]$ или $[\Phi_m; F_m]$), магнитная индукция в воздушном зазоре должна быть представлена максимальным значением результирующей кривой распределения ее в зазоре $B_{\delta d p}$. Если расчет магнитной цепи проектируемой машины производится в целях определения МДС постоянных магнитов или их размеров и при этом известна амплитуда первой гармонической магнитной индукции в зазоре $B_{\delta d p 1}$, то $B_{\delta d p}$ определяется из выражения $B_{\delta d p} = B_{\delta d p 1} / k_f$.

6.2. Основные расчетные соотношения для электрических машин с постоянными магнитами. Алгоритм определения главных размеров электрических машин и размеров постоянных магнитов

При выводе расчетных соотношений для определения главных размеров электрических машин в гл. 2 не приводились данные об устройстве их индукторов и о магнитных и электрических характеристиках расположенных на них элементов системы возбуждения. Поэтому эти соотношения в одинаковой степени справедливы для электрических машин с электромагнитным возбуждением, возбуждением от постоянных магнитов и с комбинированным возбуждением. Это обстоятельство означает, что электрические машины с различ-

ными системами возбуждения, спроектированные на одни и те же значения линейной нагрузки A индукции в воздушном зазоре B_δ и прочие равные условия (равные мощности, частоты вращения, одинаковую геометрию полюсной системы и другие параметры) должны иметь одинаковые размеры расточек якорей, а после их изготовления одинаковые значения электромагнитной мощности S_j .

В действительности такой результат проектирования может иметь место, но только в том случае, если в процессе выполнения электромагнитных расчетов максимально использованы средства, обеспечивающие реализацию в проектируемых машинах выбранных на стадии определения их главных размеров значений линейной нагрузки A и магнитной индукции B_δ в воздушном зазоре. В электрических машинах с электромагнитным возбуждением реализация электромагнитных нагрузок не вызывает серьезных затруднений. Средством их реализации является МДС обмотки возбуждения $F_{о.в.}$, которая определяется по результатам расчета магнитной цепи в расчетном (номинальном) режиме при индукции в воздушном зазоре, равной $B_{\delta p}$, и токе в обмотке якоря, соответствующем выбранному значению линейной нагрузки A_p . В самом общем виде аналитическое выражение для определения требуемого значения МДС обмотки возбуждения $F_{о.в.}$ имеет вид:

$$F_{о.в.} = \sum \Delta F_{Fe, \delta} \pm F_a, \quad (6.10)$$

где $\sum \Delta F_{Fe, \delta}$ — сумма падений магнитного напряжения в стальных участках магнитопровода и воздушных зазорах; F_a — МДС реакции якоря намагничивающая (со знаком « $\pm$ ») или размагничивающая (со знаком « $\mp$ »).

Магнитодвижущая сила F_a зависит от характера и параметров нагрузки. При фиксированном значении коэффициента мощности $\cos \varphi$ является функцией только линейной нагрузки A .

Постоянные магниты в отличие от электромагнитов являются автономными источниками магнитной энергии. Их магнитные свойства формируются путем воздействия на них сначала намагничивающего их до состояния насыщения магнитного поля, а затем (после извлечения их из намагничивающей установки) размагничивающих

полей, обеспечивающих в конечном счете стабильность и однозначность их магнитных характеристик. На рис. 6.3 показано перемещение рабочей точки по предельной петле гистерезиса и по частным циклам, начиная с размещения постоянного магнита в намагничивающей установке (точка 0) и намагничивания в ней (точки 1, 2) до размещения его в электрической машине и приобретения им стабильных магнитных свойств, определяемых сохраняющими свое положение в координатных $[B_M; H_M]$ и $[\Phi_M; F_M]$ при всех режимах работы машины прямых возврата KM и K_1M_1 . Появлению рабочей точки на этих прямых предшествовало перемещение ее между точками 2—3 (снятие намагничивающего поля) и точками 4—5 (извлечение магнита из намагничивающей установки и пребывание его в свободном состоянии). Далее перемещение ее по частному циклу между точками 5—6 (после помещения магнита в электрическую машину) и, наконец, появление ее на одной из прямых возврата KM или K_1M_1 после окончательной сборки машины и испытаний соответственно в режимах установившегося (точка 6) или внезапного (точка 8) коротких замыканий. Точки 5, 7 и 9 расположены на характеристике холос-

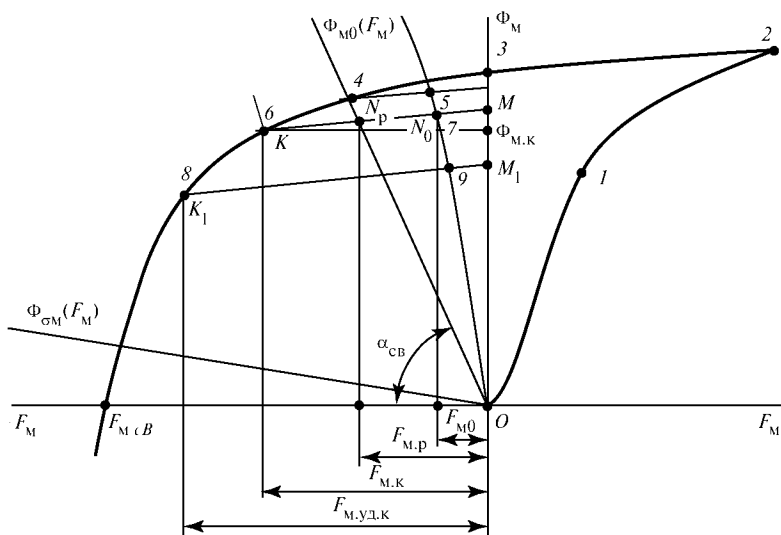


Рис. 6.3. Диаграмма магнита

того хода F_{M0} (F_M) (Φ_{M0} — магнитный поток в нейтральном сечении постоянного магнита точка N_0). Символами $\Phi_{\sigma M}$, $\Phi_{\delta 0}$, $F_{M.K}$, $F_{M.уд.к}$ обозначены соответственно: магнитные потоки рассеяния постоянного магнита и магнитного потока в воздушном зазоре и МДС, приложенные к постоянному магниту в режимах установившегося и ударного коротких замыканий и в расчетном режиме работы машины. Точкой отхода прямой магнитного возврата может быть и точка 4, характеризующая магнитное состояние постоянного магнита после извлечения его из намагничивающей установки. В этом случае прямая $\Phi_{M.св}$ (F_M), проведенная под углом $\alpha_{св} = \arctg \Lambda_{св}$ к оси F_M ($\Lambda_{св}$ — магнитная проводимость рассеяния постоянного магнита в свободном состоянии), пересекает характеристику постоянного магнита в точке, расположенной ниже точек K и K_1 .

Принципиальное отличие магнитных характеристик электромагнитов от характеристик постоянных магнитов состоит в том, что их положение в координатных осях [Φ_M ; F_M] и относительно характеристик, расположенных за пределами расточки индуктора магнитной цепи (в дальнейшем — просто магнитной цепи), можно изменить путем изменения тока в обмотке возбуждения.

Изменить же ориентацию прямой возврата KM относительно характеристик внешней магнитной цепи (поднять, опустить или изменить угол наклона ее к оси МДС) и добиться тем самым прохождения ее через точку N_p , соответствующую номинальному режиму работы проектируемой машины (выбранным A и B_8) можно только путем изменения размеров постоянного магнита. По этой причине в случае применения к проектируемым машинам с постоянными магнитами традиционно используемого при проектировании машин с электромагнитным возбуждением алгоритма определения главных размеров добиться реализации выбранных значений электромагнитных нагрузок можно только путем соответствующего выбора размеров ПМ в пределах фиксированного объема расточки индуктора и с учетом магнитных свойств сплава, из которого их предполагается изготовить. Естественно, что при этом необходимо учитывать особенности построения магнитной системы индуктора.

При рассматриваемом подходе к проектированию электрических машин с постоянными магнитами, основанном на введении в число исходных данных линейной нагрузки и индукции в воздушном

зазоре, определение размеров ПМ производится на заключительном этапе проектного расчета. Перед его выполнением так же, как и перед определением размеров электромагнитов электрических машин с электромагнитным возбуждением, можно считать известными все основные размеры якоря, включая диаметр D и длину l_i расточки якоря, длину воздушного зазора δ , размеры пазов и зубцов якоря, число витков в обмотке и распределение ее секций по пазам, активное и индуктивное сопротивления рассеяния обмотки, а также все те параметры и коэффициенты, значения которых были выбраны или рассчитаны на этапах расчета, предшествующих определению размеров индуктора. Известными можно считать: коэффициенты α_p , α_i , $\delta^* = \delta/\tau$, $h_{п.н}^* = h_{п.н}$ ($h_{п.н}$ — высота полюсных наконечников), характеризующие геометрию полюсной системы; коэффициент $k_{\phi E1}$ формы кривой ЭДС; коэффициент воздушного зазора k_δ ; обмоточный коэффициент k_{o1} ; коэффициенты пазового $\lambda_{п.}$, лобового $\lambda_{л.}$ и дифференциального $\lambda_{д.}$ рассеяний и их сумма $\sum \lambda$ и другие коэффициенты.

Выбор расчетных значений A_p , $B_{\delta p}$ электромагнитных нагрузок A и B_δ при проектировании электрических машин с ПМ может быть произведен по рекомендациям, разработанным применительно к решению типовых задач проектирования электрических машин автотранспортных средств, авиационных электрических машин и электрических машин других автономных объектов, при условии, что эти рекомендации составлены применительно к решению тех же задач, которые поставлены перед разработчиком электрической машины и применительно к той же системе охлаждения, которую в ней предполагается использовать.

Перед определением размеров ПМ производят выбор сплава для их изготовления. Сплав должен обладать высокими магнитными свойствами и быть доступным для приобретения. Изготовленные из него постоянные магниты должны органично вписываться в конструкцию индуктора, не усложняя ее, и максимально заполнять отведенный под их размещение объем. Размеры же самих постоянных магнитов должны быть такими, чтобы, во-первых, точка K пересечения прямой возврата со спинкой кривой размагничивания располагалась вблизи точки, соответствующей оптимальному использованию

удельной энергии сплава постоянного магнита. Во-вторых, прямая возврата KM , исходящая из этой точки и определяющая зависимость магнитного потока в нейтральном сечении постоянного магнита Φ_M от МДС на его концах F_M , должна проходить через точку N_p номинального режима, соответствующую выбранным значениям A и B_δ . Условия, при которых эти требования выполняются, можно сформулировать, решив уравнение прямой магнитного возврата KM , построенной в координатных осях $[\Phi_M; F_M]$ совместно с построенными в этих же координатных осях уравнениями равновесия МДС по продольной оси машины в расчетном режиме, режиме короткого замыкания (установившегося или ударного) и режиме холостого хода.

Уравнение прямой магнитного возврата имеет вид

$$\Phi_{Mi} = \Phi_{M.K} + (F_{M.K} - F_{Mi}) \mu_M \frac{S_M}{2h_M}, \quad (6.11)$$

где $\Phi_{M.K}$, $F_{M.K}$, F_{Mi} — координаты точки отхода прямой возврата (точки K) и точки, определяющей магнитное состояние постоянного магнита и магнитной цепи якоря в продольной оси машины в i -м режиме работы.

При написании приведенных уравнений применительно к короткому замыканию этот индекс в них следует заменить на индекс «к», применительно к расчетному режиму — на индекс «р», а применительно к холостому ходу — на индекс «0».

Уравнение равновесия МДС в продольной оси машины в i -м режиме работы, исходя из реального физического ее воздействия на магнитное состояние постоянного магнита, при принятой системе обозначения электромагнитных параметров имеет следующий вид:

$$F_{Mi} = \left(\sum \Delta F_{Fe, \delta} \right)_i + F_{admi}, \quad (6.12)$$

где F_{admi} — МДС якоря по продольной оси на пару полюсов;

$\left(\sum \Delta F_{Fe, \delta} \right)_i$ — МДС постоянных магнитов, затрачиваемая на проведение магнитного потока через воздушные зазоры и стальные участки магнитопровода вдоль продольной оси машины в i -м режиме.

Представим входящие в приведенные уравнения магнитные потоки и МДС в виде:

$$\Phi_{mi} = B_{mi} S_{mi}; \quad \Phi_{m.k} = B_{m.k} S_{m.k}; \quad F_{m.k} = 2H_{m.k} h_m; \quad (6.13)$$

$$\left(\sum \Delta F_{Fe, \delta} \right)_i = 2B_{\delta di} \delta k_{\delta} k_{\mu di} / \mu_0; \quad (6.14)$$

$$F_{dm} = 2\sqrt{2} m I_i w_{\phi} k_{o1} \sin \Psi_i / (\pi p), \quad (6.15)$$

где $B_{\delta di}$ — результирующее значение первой гармонической магнитной индукции в продольной оси машины при токе, равном I_i ; Ψ_i — угол между векторами тока и векторами ЭДС E_0 и E_{adi} , индуцируемых в обмотке якоря в i -м режиме работы проектируемой машины магнитными потоками соответственно постоянных магнитов и продольной составляющей потока якоря Φ_{adi} (см. рис. 3.4).

С учетом приведенных зависимостей (6.11) приобретает вид

$$B_{mi} = B_{m.k} + \mu_m H_{m.k} - F_{mi} \mu_m / h_m. \quad (6.16)$$

После ряда преобразований, связанных представлением МДС и магнитных потоков по продольной оси машины в функции электромагнитных нагрузок и размеров расточки, получаем следующий результат:

$$B_{mi} = B_{m.k} + \mu_m H_{m.k} - \mu_m^* B_{\delta di}^* B_{\delta p} \delta^* k_{\delta} k_{\mu di} \left(1 + \frac{\sqrt{2}}{\pi} \mu_0 A_i^* k_{o1} k_{ad} \times \right. \\ \left. \times \sin \Psi_i / (\delta^* k_{\delta} k_{\mu di}) \right) \frac{1}{h_m^*}, \quad (6.17)$$

где $B_{m.k}$, $H_{m.k}$ — координаты точки отхода прямой магнитного возврата (рис. 6.4), которые выбирают перед определением размеров постоянных магнитов; $A_i^* = A_i / B_{\delta di}$ — соотношение между электромагнитными нагрузками в i -м режиме работы проектируемой машины; μ_m , μ_m^* — магнитная проницаемость выбранного для применения в проектируемой машине сплава постоянного магнита в

При выполнении индукторов звездообразной формы без полюсных наконечников

$$B_{Mi} = B_{\delta di} \sigma_{Mi}. \quad (6.19)$$

Применительно к тем же индукторам, но с полюсными наконечниками

$$B_{Mi} = B_{\delta di} \sigma_{Mi} \alpha_M; \quad \alpha_M = \alpha_i \tau / b_M, \quad (6.20)$$

где b_M — ширина магнита.

В индукторах коллекторного типа с тангенциальным намагничиванием

$$\alpha_M = \alpha_i \tau / 2b_M; \quad (6.21)$$

Коэффициент рассеяния магнитного потока $\sigma_{Mi} = \Phi_{Mi} / \Phi_{\delta di}$ ($\Phi_{\delta di}$ — продольная составляющая результирующего магнитного потока в воздушном зазоре) зависит от геометрии и размеров магнитной системы индуктора, а также от характера и силы воздействия на постоянные магниты МДС якоря. Определить точные значения этого коэффициента можно только при полностью сформированной магнитной системе индуктора. На стадии определения размеров постоянных магнитов учет влияния полей рассеяния производится путем выбора предварительных значений коэффициента рассеяния. При этом необходимо учитывать то обстоятельство, что значения этого коэффициента однозначно связаны с положением рабочей точки на прямой магнитного возврата KM (см. рис. 6.3), построенной в координатах $[\Phi_M; F_M]$ и являющейся отображением в этих координатах принятой за расчетную прямой возврата $K'M'$ (см. рис. 6.4). Наименьшее значение коэффициента рассеяния имеет место в точке N_0 , соответствующей работе машины в режиме холостого хода, а наибольшее $\sigma_{M,K}$ — в режиме максимального размагничивания. С достаточной для предварительных расчетов степенью достоверности значение коэффициента рассеяния магнитного потока постоянных магнитов на этапе определения их размеров можно рассчитать только применительно к режиму холостого хода (в точке N_0). Значения его в любом другом режиме [в других точках прямых KM (см. рис. 6.3) и $K'M'$ (см. рис. 6.4)] связаны с σ_{M0} зависимостью

$$\sigma_{Mi} = \left(1 - \frac{H_{Mi} B_{M0} \sigma_{M0} - 1}{B_{Mi} H_{M0} \sigma_{M0}} \right)^1. \quad (6.22)$$

Кривые, характеризующие изменение коэффициента рассеяния в функции отношения $H_M^* = H_{Mi} / H_{M.K}$ (при перемещении точки i на прямой возврата от точки K к точке M и соответственно от точки K' к точке M') для четырех значений коэффициента рассеяния магнитного потока σ_{M0} показаны на рис. 6.5. Значения коэффициентов σ_{M0} для электрических машин с различными по конструкции роторами и геометрией полюсной системы можно получить, ознакомившись с кривыми представленными на рис. 6.6.

Для определения размеров ПМ, обеспечивающих реализацию в проектируемой машине выбранных значений электромагнитных нагрузок A_p , $B_{\delta p}$ при известных значениях всех других входящих в

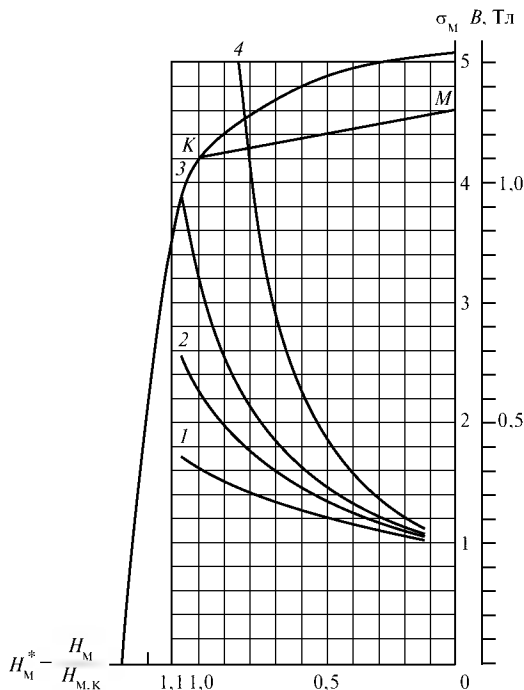


Рис. 6.5. Зависимость коэффициента рассеяния при нагрузке σ_M от коэффициента рассеяния при холостом ходе σ_{M0} :

1 $\sigma_{M0} = 1,1$; 2 $\sigma_{M0} = 1,15$; 3 $\sigma_{M0} = 1,2$; 4 $\sigma_{M0} = 1,3$

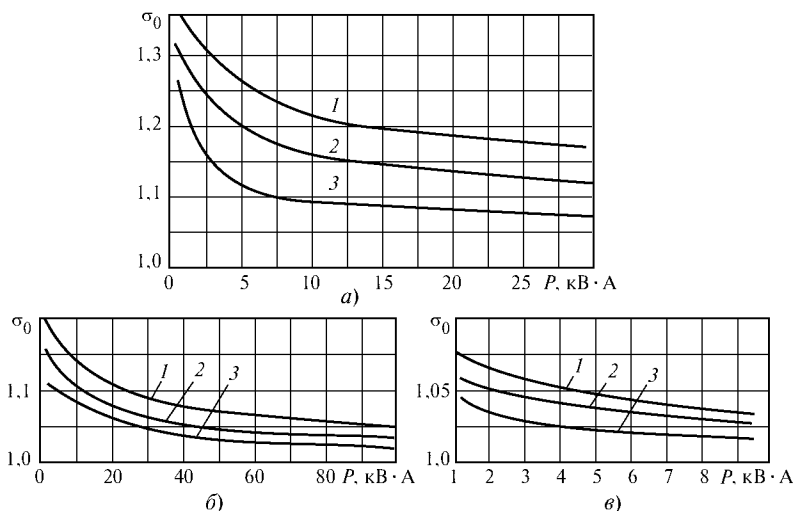


Рис. 6.6. Ориентировочные значения коэффициента рассеяния магнитного потока магнита в режиме холостого хода для роторов когтеобразных (а), звездообразных с полюсными башмаками (б) и звездообразных без полюсных башмаков (в) в зависимости от мощности при $f = 400$ Гц, $n = (8 \div 12)10^3$ мин⁻¹ и различном числе пар полюсов:

1 — 4; 2 — 3; 3 — 2

(6.17) параметрах (электромагнитных, характеризующих геометрию зубцовой зоны и др.), достаточно иметь всего лишь два полученных из (6.17) уравнения, относящихся к режиму короткого замыкания и расчетному режиму.

Однако в связи с тем, что каждое из этих уравнений содержит параметры, которые на стадии определения размеров постоянных магнитов либо неизвестны (коэффициенты рассеяния магнитного потока, например), либо требуют для своего определения привлечения дополнительных уравнений, либо вообще не могут быть определены из-за отсутствия необходимых для этого данных и ими приходится задаваться, ориентируясь при этом на режим, применительно к которому эти параметры могут быть с достаточной степенью точности определены и пересчитаны на другие режимы, необходимое для определения размеров постоянных магнитов число уравнений должно быть увеличено и они должны быть дополнены численными

значениями некоторых параметров. В окончательном варианте совокупность зависимостей, необходимых для определения размеров постоянных магнитов, выглядит следующим образом:

$$B_{\text{м.к}} = B_{\text{м.к}} + \mu_{\text{м}} H_{\text{м.к}} \quad \mu_{\text{м}}^* B_{\delta \text{ д к}}^* B_{\delta \text{ п}} \delta^* k_{\delta \text{ м д к}} \left(1 + \frac{\sqrt{2}}{\pi} \mu_0 A_{\text{д к}}^* k_{\text{о л}} \times \right. \\ \left. \times k_{\text{а д}} \sin \Psi_{\text{к}} / (\delta^* k_{\delta \text{ м д к}}) \right) \frac{1}{h_{\text{м.п}}^*}; \quad (6.23)$$

$$B_{\text{м.п}} = B_{\text{м.к}} + \mu_{\text{м}} H_{\text{м.к}} \quad \mu_{\text{м}}^* B_{\delta \text{ д п}}^* B_{\delta \text{ п}} \delta^* k_{\delta \text{ м д п}} \left(1 + \frac{\sqrt{2}}{\pi} \mu_0 A_{\text{д п}}^* k_{\text{о л}} \times \right. \\ \left. \times k_{\text{а д}} \sin \Psi_{\text{п}} / (\delta^* k_{\delta \text{ м д п}}) \right) \frac{1}{h_{\text{м.п}}^*}; \quad (6.24)$$

$$B_{\text{м0}} = B_{\text{м.к}} + \mu_{\text{м}} H_{\text{м.к}} \quad \mu_{\text{м}}^* B_{\delta \text{0}} \delta^* k_{\delta \text{ м0}} / h_{\text{м.п}}^*, \quad (6.25)$$

где $h_{\text{м.п}}^*$ — высота полюса постоянного магнита, выраженная в долях полюсного деления индуктора и определяемая, исходя из максимального размагничивающего воздействия на него продольной составляющей поля якоря в расчетном режиме;

$$\left. \begin{aligned} A_{\text{д п}}^* &= A_{\text{п}} / B_{\delta \text{ д п}}; \quad B_{\delta \text{ д п}} = B_{\delta \text{ п1}} \frac{1}{k_{\text{ф}}} \sqrt{1 - x_{\text{а q}}^2 \cos^2 \Psi_{\text{п}}}; \\ B_{\delta \text{ п1}} &= B_{\delta \text{ п}} \frac{k_{\text{ф E1}}}{k_{\text{ф E}}} \frac{\alpha_i}{\alpha_{i-1}} = B_{\delta \text{ п}} \frac{k_{\text{ф E1}}}{1,11} \frac{\alpha_i}{2/\pi} \end{aligned} \right\} \quad (6.26)$$

(значения коэффициентов $k_{\text{ф E1}}$ и α_i в (6.26) те, которые были приняты при определении размеров расточки якоря);

$$\begin{aligned} A_{\text{к}}^* &= A_{\text{к}} / B_{\delta \text{ д к}} = A_{\text{п}} k / B_{\delta \text{ д к}} = \\ &= \frac{\pi}{\mu_0 k_{\text{о л}} k_{\text{д}} k_{\delta \text{ д}} (1 + x_{\text{с д}}^*)} \frac{B_{\delta \text{01}}}{B_{\delta \text{ д к}}}; \end{aligned} \quad (6.27)$$

$$k = I_k / I_p = \frac{E_{01}}{x_d} = \frac{\pi}{\mu_0} \frac{a_{i1} k_{\phi E} \delta^* k_{\delta}}{k_{01} k_d k_{\delta} (1 + x_s^* d)} \frac{B_{\delta 01}}{A_p}; \quad (6.28)$$

$$\frac{B_{\delta 01}}{B_{\delta d \kappa}} = \frac{B_{M0}}{B_{M \kappa}} \frac{\sigma_{M \kappa}}{\sigma_{M0}}; \quad (6.29)$$

$$\sigma_{M \kappa} = 1 - \frac{H_{M \kappa}}{B_{M \kappa}} \frac{B_{M0}}{H_{M0}} \frac{\sigma_{M0}}{\sigma_{M0}} \frac{1}{\sigma_{M0}}; \quad (6.30)$$

$$\sigma_{M \kappa} = 1 - \frac{H_{M \kappa}}{B_{M \kappa}} \frac{B_{M0}}{H_{M0}} \frac{\sigma_{M0}}{\sigma_{M0}} \frac{1}{\sigma_{M0}}; \quad (6.31)$$

$$\frac{H_{Mi}}{B_{Mi}} \frac{B_{M0}}{H_{M0}} = \frac{k_{\mu di}}{k_{\mu 0}} \varphi(A_i, B_{\delta i}); \quad (6.32)$$

$$\sin \Psi_p = \operatorname{tg} \Psi_p / \sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \Psi_p}, \quad \cos \Psi_p = 1 / \sqrt{1 + \operatorname{tg}^2 \Psi_p}; \quad (6.33)$$

где

$$\operatorname{tg} \Psi_p = x_{aq}^* \frac{1 + x_s^* d}{\sqrt{1 - x_s^*}}. \quad (6.34)$$

При коротком замыкании и принятых ранее допущениях ($\cos \varphi = 1$ и $x_s \gg R_{\phi}$) $\sin \Psi_k \approx 1$; $\cos \Psi_k \approx 0$. Определение тригонометрических функций угла Ψ в расчетном и других нагрузочных режимах работы электрических машин с возбуждением от постоянных магнитов сопряжено с необходимостью учета влияния на продольную и поперечную составляющие магнитного потока реакции якоря магнитной проницаемости сплавов постоянных магнитов μ_M , которая для большинства используемых в специальном электромашиностроении сплавов близка к магнитной проницаемости воздуха μ_0 .

Значительно более низкая по сравнению с магнитной проницаемостью стальных сердечников электромагнитов проницаемость сплавов постоянных магнитов и, как следствие этого, соизмеримая, а во многих случаях значительно меньшая по сравнению с магнитной проводимостью воздушного зазора магнитная проводимость постоянных магнитов вызывают существенные изменения в картине распределения МДС якоря по отдельным участкам магнитной цепи

машины и к изменению традиционных для электрических машин с электромагнитным возбуждением соотношений между проводимостями и индуктивными сопротивлениями по продольной и поперечной осям. Электрические машины с постоянными магнитами характеризуются меньшим по сравнению с машинами с электромагнитным возбуждением значениями индуктивного сопротивления по продольной оси, большими значениями отношения x_q/x_d и более заметной долей в этих реактивностях индуктивного сопротивления рассеяния обмоток якоря.

Более значимыми по степени влияния на выходные параметры, характеристики и показатели машины при построении ее системы возбуждения из постоянных магнитов становятся проводимости рассеяния системы возбуждения, так как они в этом случае оказываются соизмеримыми или, что не исключено, при определенных условиях большими проводимостей самих постоянных магнитов и по ним может замыкаться значительная часть продольной составляющей магнитного потока якоря. Учесть все эти факторы при выполнении проектных электромагнитных расчетов по традиционным методикам расчета синхронных машин достаточно просто, если принять допущение, что первые гармонические магнитного потока реакции якоря в воздушном зазоре, созданные первыми гармоническими МДС якоря по продольной и поперечной осям машины при изменении проводимостей магнитной системы индуктора изменяются так же, как изменяются вследствие этого приложенные к воздушным зазорам каждой из этих осей магнитодвижущие силы.

В соответствии с этим допущением первую гармоническую магнитного потока по продольной оси машины с возбуждением от постоянных магнитов $\Phi_{ad\text{м}}$ можно представить как произведение первой гармонической магнитного потока той же машины при $\mu_m \rightarrow \infty$ (так это делается применительно к машинам с электромагнитным возбуждением) на некоторый коэффициент $k_{\delta\text{д}}$, учитывающий ту часть МДС якоря по продольной оси машины, которая затрачивается на проведение потока $\Phi_{ad\text{м}}$ через зазор,

$$\Phi_{ad\text{м}} = \Phi_{ad} k_{\delta\text{д}} \quad (6.35)$$

где $\Phi_{ad} = \frac{2}{\pi} \tau l_i B_{adm} k_d$ — магнитный поток, найденный по первой гармонической кривой распределения поля продольной реакции

якоря при $\mu_M \rightarrow \infty$, т.е. фактически в машине с электромагнитным возбуждением при тех же размерах и геометрии индуктора.

При указанной форме записи первой гармонической магнитного потока по продольной оси в машинах с возбуждением от постоянных магнитов их индуктивное сопротивление по той же оси определяется из (3.2) или (3.10). Применительно к машинам без полюсных наконечников значение коэффициента k_d можно определить по кривым, приведенным на рис. 6.7 [39].

В электрических машинах с полюсными наконечниками при индукциях, не превышающих значений магнитной индукции в верхней части «колена» кривой намагничивания стали, из которой они изготовлены, введение в конструкцию индуктора постоянных магнитов вместо электромагнитов не приводит к заметному изменению картины магнитного поля якоря по поперечной оси, поэтому значения коэффициента k_q для машин с постоянными магнитами в этом случае определяются так же, как для машин с электромагнитным возбуждением.

В электрических машинах с постоянными магнитами без полюсных башмаков на пути замыкания потока якоря по поперечной оси

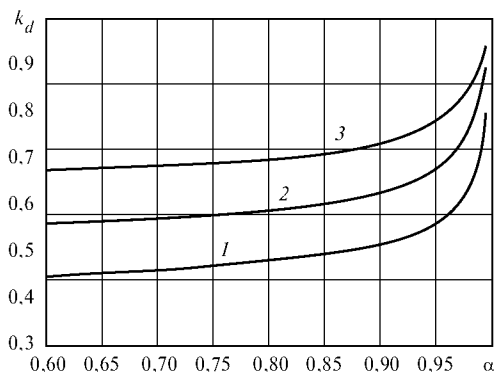


Рис. 6.7. Зависимость коэффициента формы поля по продольной оси электрических машин с постоянными магнитами от геометрии полюсной системы и воздушного зазора:

1 $\delta/\tau = 0,01$; 2 $\delta/\tau = 0,025$; 3 $\delta/\tau = 0,05$

Φ_{aq} отсутствуют участки с высокой магнитной проницаемостью, предохраняющие ПМ от воздействия на него поперечной составляющей МДС якоря $F_{qm} = F_{am} \cos \Psi$, поэтому проводимость по поперечной оси Λ_{aq} в них значительно меньше, чем в машинах с электромагнитным возбуждением. Значения этой проводимости могут быть определены из выражения (6.36) [6] или из (3.4). Коэффициент k_q при этом определяется по кривым, приведенным на рис. 6.8 [39].

Расчетные соотношения для определения коэффициента k_δ можно получить из эквивалентной схемы замещения магнитной цепи машины по продольной ее оси (рис. 6.9)

$$\Lambda_{aq} = \frac{4}{3} \mu_m l_i \left(\frac{\alpha_p}{2(1 + k_1 \mu_m \delta^* k_\delta / h_m^*)} + \frac{1 + \alpha_p}{2,67 + k_1 \frac{\mu_m H_{m0}}{B_{m0}} \frac{\sigma_{m0}}{\sigma_{m0}} 1} \right), \quad (6.36)$$

где $k_1 = \frac{4}{3} \frac{h_m}{b_m} = \frac{4}{3} \frac{\alpha_m}{\alpha_i} h_m$.

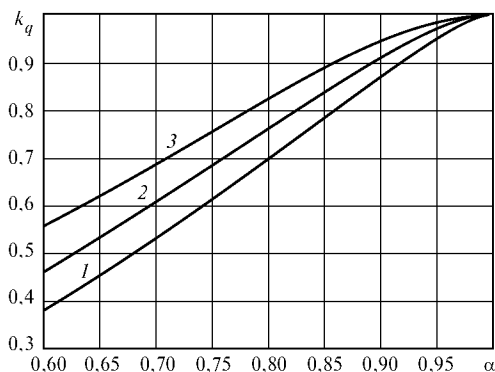


Рис. 6.8. Зависимость коэффициента формы поля по поперечной оси электрических машин с постоянными магнитами от геометрии полюсной системы и воздушного зазора:

1 $\delta/\tau = 0,01$; 2 $\delta/\tau = 0,025$; 3 $\delta/\tau = 0,05$

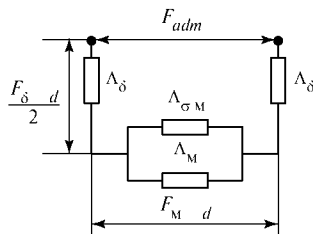


Рис. 6.9. Эквивалентная схема замещения магнитной цепи индуктора

Коэффициент $k_{\delta d}$ определяют по формуле

$$k_{\delta d} = 2F_{\delta} / F_{dm} = 1 + 0,5\Lambda_{\delta} / (\Lambda_M + \Lambda_{\sigma M})^{-1} =$$

$$= \left(1 + \frac{\alpha_M h_M^*}{\mu_M^* \delta^* k_{\delta} \left(1 + \frac{B_{M0}}{\mu_M H_{M0}} \frac{\sigma_{M0}}{\sigma_{M0}} \right)} \right)^{-1}. \quad (6.37)$$

При выводе выражения (6.37) использованы следующие соотношения:

$$\Lambda_{\delta} = \mu_0 \alpha_i \tau l_i / (\delta k_{\delta}); \quad (6.38)$$

$$\Lambda_M = \mu_M b_M l_i / 2h_M = \mu_M \alpha_i \tau / (2h_M \alpha_M); \quad (6.39)$$

$$\Lambda_{\sigma M} = \Phi_{\sigma M0} / F_{M0} = (\Phi_{M0} - \Phi_{\delta0}) / F_{M0} =$$

$$= \Phi_{M0} (1 - 1/\sigma_{M0}) / (2H_{M0} h_M) =$$

$$= B_{M0} \alpha_i \tau l_i \left(\frac{\sigma_{M0}}{\sigma_{M0}} \right) / (2H_{M0} h_M \alpha_M). \quad (6.40)$$

При необходимости определения доли продольной составляющей МДС якоря, приложенной к постоянному магниту (размагничивающего его), можно воспользоваться полученным из аналогичных предпосылок коэффициентом $k_{M d}$:

$$k_{M d} = \left[1 + \frac{\mu_M^* \delta^* k_{\delta}}{\alpha_M h_M^*} \left(1 + \frac{B_{M0}}{\mu_M H_{M0}} \frac{\sigma_{M0}}{\sigma_{M0}} \right) \right]^{-1}. \quad (6.41)$$

Располагая приведенными зависимостями, можно предложить следующий алгоритм определения размеров постоянных магнитов.

Предварительное определение площади поперечного сечения полюса магнита и индукции в его нейтральном сечении в расчетном режиме, применительно к которому определялись размеры магнитной системы якоря и параметры обмотки якоря:

$$S_M = b_M l_i; \quad b_M = \alpha_i \alpha_M \tau. \quad (6.42)$$

Выбор коэффициента α_M зависит от магнитных свойств сплава, на применение которого ориентируются при проектировании электрической машины. Чем выше значения магнитной индукции в точке спинки размагничивания, соответствующей максимуму произведения $(BH)_{\max}$, тем меньшими значениями α_M можно задаваться при определении S_M . Взаимосвязь между значениями магнитной индукции в нейтральном сечении постоянного магнита и воздушном зазоре определяется выражением

$$B_{Mi} = B_{\delta i} \alpha_M \sigma_{Mi}. \quad (6.43)$$

Наименьшее значение магнитной индукции, которым может обладать сплав постоянного магнита и при котором он может быть принят в рассмотрение при проектировании машины, исходя из конкретного i -го режима работы, равно

$$B_{Mi} = B_{\delta i} \sigma_{Mi}. \quad (6.44)$$

Значения коэффициента рассеяния магнитного потока постоянных магнитов в расчетном и всех других режимах работы, которые принимаются во внимание при определении размеров индуктора, определяются с учетом их взаимосвязей с коэффициентом рассеяния магнитного потока при холостом ходе σ_{M0} (6.30), (6.31). Ориентировочными значениями коэффициента σ_{M0} задаются в зависимости от числа полюсов и конструкции индуктора.

Определение высоты полюса постоянного магнита h_M из (6.24):

$$h_M^* = \frac{\mu_M^* B_{\delta d p}^* B_{\delta p} \delta^* k_{\delta} k_{\mu d p}}{B_r' B_{M.p}} \left(1 + \frac{\sqrt{2}}{\pi} \mu_0 A_p^* d k_{o1} k_{ad} \frac{\sin \Psi_p}{\delta^* k_{\delta} k_{\mu d p}} \right). \quad (6.45)$$

Выражение, заключенное в скобки, определяет изменение соотношения между напряженностью магнитного поля и магнитной индук-

цией в расчетном режиме по сравнению с режимом холостого хода. Применительно к i -му режиму работы взаимосвязь между выражением, стоящим в скобках, и перечисленными магнитными величинами имеет вид:

$$\begin{aligned} \frac{H_{mi}}{B_{mi}} \frac{B_{m0}}{H_{m0}} &= \left(1 + \frac{\sqrt{2}}{\pi} \mu_0 A_{dp}^* k_{o1} k_{ad} \frac{\sin \Psi_p}{\delta^* k_{\delta} k_{\mu dp}} \right) = \\ &= \varphi(A, B_{\delta}) \frac{\sigma_{m0} k_{\mu di}}{\sigma_{mi} k_{\mu 0}}. \end{aligned} \quad (6.46)$$

Под B_r' в (6.45) следует понимать значение магнитной индукции в точке пересечения прямой магнитного возврата $K'M'$ с осью B (см. рис. 6.4) для всех постоянных магнитов, спинка кривой размагничивания которых не является прямой. Для сплавов редкоземельных магнитов, спинки кривых размагничивания которых практически не отличаются от прямых $B_r' = B_r$, в зависимости от формы спинки

$$B_r' = B_{м.к} + \mu_m H_{м.к} \text{ или } B_r = \mu_m H_{сБ}. \quad (6.47)$$

Координаты точки отхода прямой магнитного возврата $B_{м.к}$ и $H_{м.к}$ определяются на этапе выбора сплава магнита, а после выполнения расчетов высоты постоянного магнита уточняются.

Промежуточные расчеты до получения конечного результата выполняют в следующей последовательности.

1. Определяют относительные значения индуктивных сопротивлений по поперечной оси x_{aq}^* и индуктивного сопротивления рассеяния x_s^* , а также соотношения между ними x_s^* / x_{aq}^* по (3.2), (3.6), (3.7), (3.10).

2. Вычисляют тригонометрические функции $\sin \Psi_p$ и $\cos \Psi_p$ угла Ψ_p по значению тангенса этого угла, рассчитанного по (6.34).

3. По (6.26) определяют отношение A_{dp}^* линейной нагрузки в расчетном режиме A_p к расчетному значению магнитной индукции результирующего магнитного поля по продольной оси машины и значение $B_{\delta dp}$.

4. Рассчитывают значения функции $\varphi(A, B_\delta)_p$ и коэффициента рассеяния магнитного потока в расчетном режиме

$$\sigma_{м.р} = 1 + (\sigma_{м0} - 1)\varphi(A, B_\delta) \frac{k_{\mu d p}}{k_{\mu 0}}. \quad (6.48)$$

Выражение (6.48) получено в результате подстановки (6.46) в (6.30).

5. Определяют магнитную индукцию в нейтральном сечении постоянных магнитов индуктора в расчетном режиме

$$B_{м.р} = B_{\delta p} \sigma_{м.р} \alpha_m \quad (6.49)$$

и из выражения (6.45) вычисляют высоту полюса постоянного магнита

$$h_m = h_m^* \tau.$$

6. Производят оценку положения точки расчетного режима на внешней характеристике генератора. С этой целью определяют кратность тока короткого замыкания k :

$$\left. \begin{aligned} k = I_k / I_p = \frac{E_{01}}{x_d} = \frac{\pi}{\mu_0 k_{o1} k_d k_\delta} \frac{\alpha_i - 1 k_{\phi E} - 1 \delta^* k_\delta}{d(1 + x_s^* - d)} \frac{B_{\delta 01}}{A_p}; \\ E_{01} = 4 k_{\phi E} - 1 f w_\phi \alpha_i - 1 \tau l_i. \end{aligned} \right\} \quad (6.50)$$

Применительно к электрическим машинам с полюсными наконечниками, выполненными из магнитомягких материалов, коэффициент формы поля по продольной оси k_d определяют по кривым, полученным для электрических машин с электромагнитным возбуждением (рис. 3.2). Коэффициент $k_{\delta - d}$ вычисляют из (6.37).

Амплитуду первой гармонической магнитной индукции при холостом ходе $B_{\delta 01}$ определяют по максимальному значению магнитной индукции в воздушном зазоре $B_{\delta 0}$, которую вычисляют из выражения (6.25), представленного в виде

$$B_{\delta 0} = \frac{B_r'}{\alpha_m \sigma_{м0} + \mu_m \delta^* k_{\mu 0} / h_m}; \quad B_{\delta 01} = B_{\delta 0} k_f. \quad (6.51)$$

7. Проверяют стабильность магнитных свойств постоянных магнитов при найденных размерах его полюсов. С этой целью сопоставляются значения МДС якоря по продольной оси машины при коротком замыкании (см. рис. 6.3)

$$F_{dm\kappa} = kF_{dm\rho}, \quad (6.52)$$

$[F_{dm\rho}$ определяется из (6.1)] и МДС $F_{m\kappa} = H_{m\kappa}h_m$, при которой рабочая точка на прямой магнитного возврата перемещается в точку K или K_1 . Далее решается задача либо о необходимости дополнительных пересчетов размеров постоянных магнитов при выполнении их из того же сплава, либо о целесообразности пересчета размеров магнитов при другом сплаве, выбранном с учетом выявленных недостатков магнитных характеристик исходного сплава.

Пример реализации рассмотренного алгоритма определения размеров постоянных магнитов при расчете генератора с призматическими магнитами и полюсными наконечниками, выполненного по конструктивной схеме рис. 1.11, *a*, приведен в § 6.3.

Успешное решение поставленных при проектировании электрических машин с возбуждением от постоянных магнитов задач во многом зависит от уровня информированности разработчиков о номенклатуре сплавов постоянных магнитов, выпускаемых отечественной промышленностью и зарубежными фирмами; магнитных и механических свойствах сплавов постоянных магнитов; температурной их стабильности и других качествах, которые могут повлиять на целесообразность выбора сплава (например, доступности его приобретения, стоимости и т.п.).

Ниже изложены сведения, которые необходимо знать при проектировании электрических машин с возбуждением от постоянных магнитов независимо от того, рассчитываются они по традиционным методикам, построенным на ограниченном числе уравнений, связывающих электромагнитные параметры с размерами электрических машин, или их расчет производится на ЭВМ с использованием самых совершенных на данном этапе методов и программ.

6.3. Параметры и характеристики сплавов современных магнитов (магнитотвердых материалов)

Основными параметрами постоянных магнитов, которые необходимо учитывать при выборе их материала, расчете, проектировании и намагничивании, являются (рис. 6.10):

- индукция насыщения B_s и соответствующая ей напряженность магнитного поля H_s ;
- остаточная индукция B_r — индукция на предельной петле гистерезиса при напряженности намагничивающего поля, равной нулю;
- коэрцитивная сила по индукции H_{cB} — размагничивающая напряженность поля, при которой индукция в материале становится равной нулю;
- коэрцитивная сила по намагниченности H_{cM} — размагничивающая напряженность поля, при которой намагниченность материала становится равной нулю;
- магнитная проницаемость μ_a — отношение индукции к напряженности магнитного поля в какой-либо точке петли гистерезиса или основной кривой намагничивания;
- коэффициент ρ_B — отношение изменения индукции к соответствующему изменению напряженности магнитного поля для каждой точки кривой размагничивания,

$$\rho_B = \Delta B / \Delta H = \operatorname{tg} \beta.$$

Введение этого параметра объясняется тем, что при циклическом изменении в магнитных системах с постоянными магнитами (МС ПМ) намагничивающего поля или магнитного сопротивления движение рабочей точки происходит не по кривой размагничивания, а по частным петлям гистерезиса. При расчетах обычно пренебрегают телесностью петель частных циклов и кривизной образующих их ветвей, заменяя их прямыми линиями, называемыми *прямыми возврата*. Наклон этих прямых к оси абсцисс определяет коэффициент магнитного возврата. С достаточной для практики точностью можно считать, что у всех магнитотвердых материалов (МТМ) линии магнитного возврата параллельны касательной к кривой размагничивания $B = f(H)$ в точке с координатами $B = B_r$, $H = 0$;

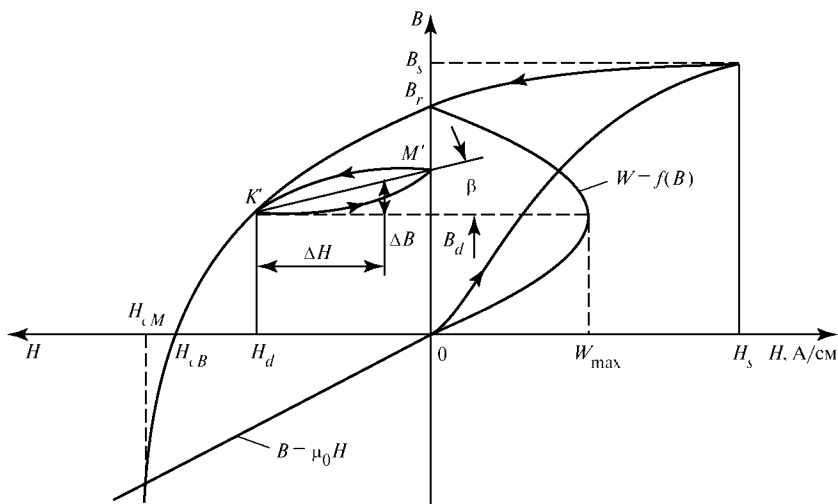


Рис. 6.10. Параметры материала для постоянных магнитов

- максимальная удельная магнитная энергия, развиваемая постоянным магнитом во внешнем пространстве (максимальная магнитная энергия в единице объема), кДж/м³:

$$W = A_{\max} = BH_{\max}/2. \quad (6.53)$$

На практике часто вместо W используют максимальное значение произведения $(BH)_{\max}$, которое измеряется в тесла-амперах на метр. Координаты точки, в которой имеет место $(BH)_{\max}$, обозначают соответственно B_d и H_d ;

- коэффициент формы кривой размагничивания γ характеризует выпуклость предельной петли гистерезиса,

$$\gamma = (BH)_{\max}/(B_r H_{cB}) = B_d H_d/(B_r H_{cB}). \quad (6.54)$$

В современной технике применяются десятки типов МТМ, из которых изготавливаются ПМ, различающиеся как по магнитным свойствам, так и по технологии их производства. По некоторым магнитным параметрам они отличаются в десятки и сотни раз. Например, значения B_r и H_{cB} современных материалов, освоенных про-

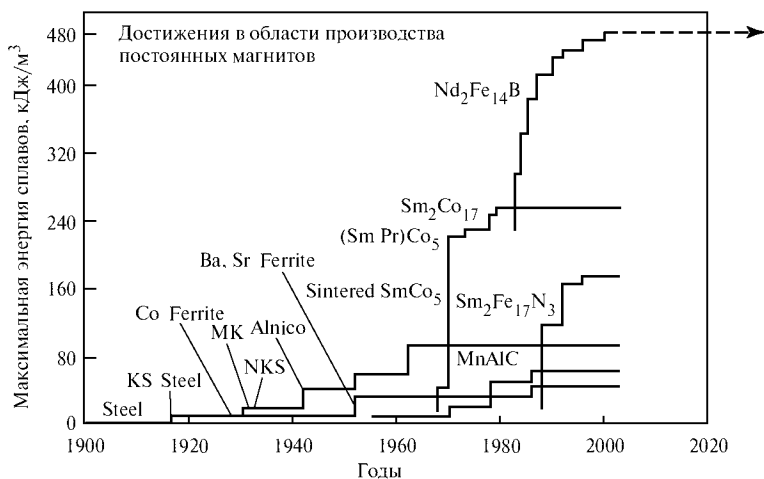


Рис. 6.11. Диаграмма роста $(BH)_{\max}$ для современных магнитотвердых материалов

мышленностью, изменяются в пределах: $B_r = 0,2 \div 2,0$ Тл (изменение в 10 раз), $H_{CB} = (4 \div 1000) 10^3$ А/м (изменение в 250 раз). Достигнутый уровень в области разработок и производства материалов для ПМ за последние годы можно проиллюстрировать хронологической диаграммой роста $(BH)_{\max}$ (рис. 6.11).

Материалы для ПМ существенно различаются по технологии изготовления. Именно преобладающий технологический признак, связанный с химическим составом материала или определенным структурным соотношением, принимается основным признаком при классификации МТМ. По этому признаку материалы можно разделить на следующие группы.

1. **Мартенситные стали**, впервые были использованы для изготовления ПМ. Мартенситная структура достигалась в них благодаря закалке методом быстрого охлаждения. Такие материалы обладают сравнительно высокой остаточной индукцией, низкой коэрцитивной силой и невысокой $(BH)_{\max}$. Эти стали отличаются достаточно высокими технологическими качествами, в частности, они поддаются горячей прокатке и ковке. Их механические свойства дают возмож-

ность до закаливания производить сверление отверстий и нарезку резьбы. Максимальная рабочая температура не превышает 100 °С.

Из-за низкой удельной энергии и относительно высокого содержания дефицитных компонентов, в первую очередь кобальта, практическое значение этой группы сплавов существенно снизилось. В табл. 6.1 представлены основные магнитные параметры мартенситных сталей, выпускаемых отечественной промышленностью, а в табл. 6.2 — основные физические свойства.

Таблица 6.1

Основные магнитные параметры магнитотвердых материалов на основе ковкой закаливаемой на мартенсит стали и безуглеродистые сплавы на основе α -железа

Марка сплава	Материал постоянного магнита	B_r , Тл	$H_{сБ}$, кА/м	$(BH)_{\max}$, кДж/м ³
EX3	Мартенситная сталь	0,95	4,775	—
EB6		1,00	4,775	
EX5K5		0,85	7,162	
EX9K15M2		0,80	11,94	
28X10K	Ковкие безуглеродистые сплавы	0,80	20,0	7,0
28X10KA		1,10	38,0	26,0
25X15K		0,90	24,0	10,0
25X15KA		1,20	24,0	32,0
23X15K5ФА		1,25	42,0	38,0
30X23K		0,75	50,0	12,0
30X23KA		1,00	55,0	30,0
22X15KA		1,50	47,0	56,0
23X15KA		1,23	40,0	34,0
25X12K2BA		1,25	40,0	35,0
23X14K3ФА		1,27	41,0	36,0
32X12KДТ		1,05	48,0	24,0

Таблица 6.2

Физические свойства легированных сталей

Марка стали	Плотность, г/см ³	Удельное сопротивление, мкОм · см	Температурный коэффициент линейного расширения (20—300 °С), град ⁻¹	Температурный коэффициент индукции 10 ⁻⁴ , град ⁻¹
EX	7,75	50—60	$13,2 \cdot 10^{-6}$	2—3
EX3	7,7	50—60	$12,5 \cdot 10^{-6}$	2—3
E7B6	8,0	35—40	$13,5 \cdot 10^{-6}$	2—4
EX5K5	7,8	40—50	—	2
EX9K15M	7,9	40—50	—	2

2. **Ковкие безуглеродистые сплавы на основе α -железа.** Из таких сплавов могут быть изготовлены детали сложной формы горячей или холодной ковкой. Они обладают достаточно высокими механическими и технологическими свойствами. Некоторые из них обрабатываются резанием и штамповкой. Эти сплавы не получили большого распространения из-за дефицитности исходного сырья, в первую очередь кобальта. Они нашли применение в гистерезисных двигателях. Основные их магнитные параметры приведены в табл. 6.1.

3. **Железokoбальтоплатиновые сплавы,** обладают хорошими механическими и магнитными характеристиками. Их недостатками являются высокая стоимость и большой удельный вес, что ограничивает их массовое применение. В основном они используются для изготовления миниатюрных ПМ специальных измерительных приборов и устройств. Выпускаются в виде прутков, проволоки, листов или ленты. Сложные изделия можно изготовить методом точного литья. Магнитные свойства литых и горячедеформированных сплавов изотропны.

Основные физические и механические свойства приведены ниже:

Максимальная магнитная энергия, кДж/м³ 40—50

Коэффициент возврата, Гн/м $1,45 \cdot 10^{-6}$

Температурный коэффициент магнитного потока на 1 °С

при температуре:

20—100 °С -0,042

100—200 °С -3,36

Температура точки Кюри, °С	520—530
Плотность, г/см ³	15—16
Коэффициент линейного расширения, 1/°С	$3,3 \cdot 10^{-6}$
Удельное сопротивление при 0—100 °С, мкОм · см	30
Твердость HRC	31—33
Предел прочности, кг/мм ²	86
Предел пропорциональности, кг/мм ²	73

4. *Литые сплавы на основе систем Fe—Al—Ni (альни) и Fe—Al—Ni—Co (альнико)*. Приняты следующие обозначения: алюминий (Ю), никель (Н), медь (Д), кобальт (К), титан (Т), ниобий (Б). При изготовлении сплавов типа *альнико* за счет подбора режимов охлаждения в магнитном поле и химического состава удалось получить анизотропию магнитных свойств, создав столбчатую (обозначается буквой А) и монокристаллическую (обозначается АА) структуры. Такие структуры позволили существенно увеличить удельную магнитную энергию. Основные параметры этих материалов приведены в Прилож. 4 (табл. П. 4.1, в которую включены магнитные параметры, опубликованные отечественными и зарубежными фирмами-изготовителями). Постоянные магниты из альнико производят литьем и спеканием. Литье позволяет изготовить ПМ различной формы и геометрии.

К основным преимуществам материалов альнико можно отнести достаточно высокие значения индукции, высокую механическую прочность, стабильность магнитных свойств в широком температурном диапазоне, возможность работы при температуре до 600 °С. Благодаря высокому содержанию никеля сплав обладает высокой коррозионной стойкостью.

К недостаткам относят твердость и хрупкость и, как следствие, трудность механической обработки.

Магниты на основе сплава альнико широко используются в электродвигателях, генераторах, тахометрах, а также для калибровки высокоточных нивелиров, в измерительных приборах и т.д.

Характерные кривые размагничивания сплавов типа ЮНДК представлены на рис. 6.12, 6.13. На рис. 6.14 показаны аналогичные характеристики для литых МТМ на основе ЮНДК, изготавливаемых в ОАО НПО «Магнетон» (г. Владимир). В табл. П. 4.2 для них же приведены основные физические и механические свойства.

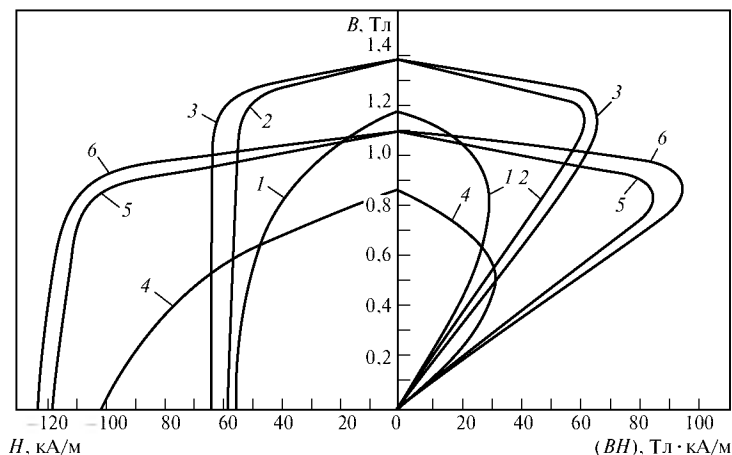


Рис. 6.12. Кривые размагничивания и энергетического произведения сплавов:
 1 ЮНДК24Б поликристаллической структуры; 2 столбчатой структуры; 3 монокристаллической структуры; 4 ЮНДК35Т5 поликристаллической структуры; 5 — монокристаллической структуры; 6 — столбчатой структуры

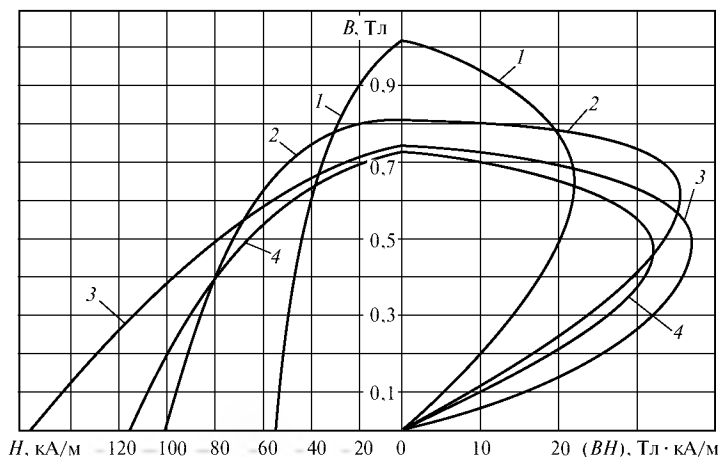


Рис. 6.13. Кривые размагничивания и энергетического произведения металлокерамических магнитов из сплавов ЮНДК:
 1 — ЮНДК24 (магнито); 2 — ЮНДК35Т5; 3 — ЮНДК38Т7; 4 — ЮНДК35Т5 (литой)

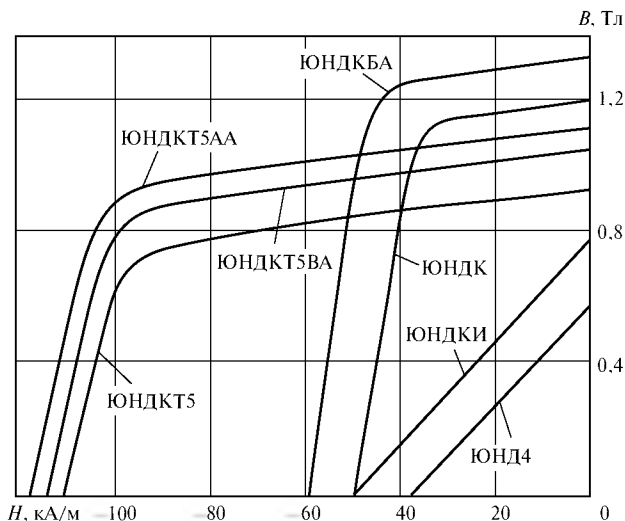


Рис. 6.14. Кривые размагничивания литых магнитотвердых материалов, производимых ОАО НПО «Магнетон»

5. Металлокерамические МТМ из сплавов системы железо—никель—алюминий—кобальт. Характеристики таких материалов приведены в табл. 1.3. Постоянные магниты изготавливают в результате спекания порошка на основе сплава Al-Ni-Co. В отличие от литья, при спекании размеры и формы ПМ ограничены. Спеченный альнико имеет худшие магнитные свойства, но лучшую механическую прочность по сравнению с литым. Предел прочности при растяжении достигает $(35 \div 46) \cdot 10^7$ Па, предел прочности при изгибе — $70 \cdot 10^7$ Па, а при сжатии $132 \cdot 10^7$ Па. Металлокерамические магниты, изготовленные из этого материала, не нуждаются в механической обработке нерабочих поверхностей. Характерные кривые размагничивания металлокерамических МТМ на базе ЮНКДК показаны на рис. 6.12. Среднее значение температурного коэффициента индукции (ТКИ) примерно $0,035 - 0,048$ %/°С.

6. Ферриты. Эти материалы изготавливают методами порошковой технологии из смеси измельченных оксидов железа Fe_2O_3 , а также бария BaO, кобальта CoO или стронция SrO. Технологический процесс включает в себя две основных операции: прессование и спека-

ние смеси порошков. Для получения анизотропных свойств ферритов их прессование проводится в магнитном поле (в обозначениях марок ферритов буква А указывает на анизотропность). Основными достоинствами являются низкая стоимость, достаточно высокие значения коэрцитивной силы, хорошая коррозионная стойкость. Практически все ферриты не подвержены структурному старению в интервале температур от 60 до 500 °С и магнитному старению до 400 °С. Они имеют большое удельное электрическое сопротивление, что позволяет использовать их в высокочастотных полях. Изотропные ферриты имеют коэффициент возврата, близкий к единице, а линии возврата совпадают с кривой размагничивания. Анизотропные ферриты обладают линейностью характеристики $B = f(H)$ на большей ее части (в пределах B_r — B_d).

Существенный недостаток — это сильная зависимость магнитных параметров от температуры, из-за чего ферриты применяются главным образом в тех случаях, когда не предъявляются жесткие требования к температурной стабильности магнитного потока в системе. К недостаткам следует отнести также их хрупкость и сложность механической обработки.

Постоянные магниты из ферритов применяют в различных промышленных и бытовых электромеханических преобразователях, системах магнитной очистки воды, компьютерных периферийных устройствах и т.п. Основные магнитные параметры МТМ, производимых зарубежными фирмами и отечественными предприятиями, приведены в табл. П 4.3.

В качестве примера на рис. 6.15 показаны характерные кривые размагничивания ферритовых МТМ на основе оксида стронция, выпускаемых ОАО НПО «Магнетон». Для этих же МТМ усредненные значения физических и механических параметров указаны ниже:

Плотность, г/см ³	4,5—5,1
Температура Кюри, °С	450
Проницаемость возврата ферритов:	
изотропных	1,15—1,35
анизотропных	1,03—1,25
Температурный коэффициент магнитной индукции, %/°С	–0,2
Температурный коэффициент по намагниченности, %/°С	0,2—0,5
Удельное электрическое сопротивление, Ом · м	10—10 ³

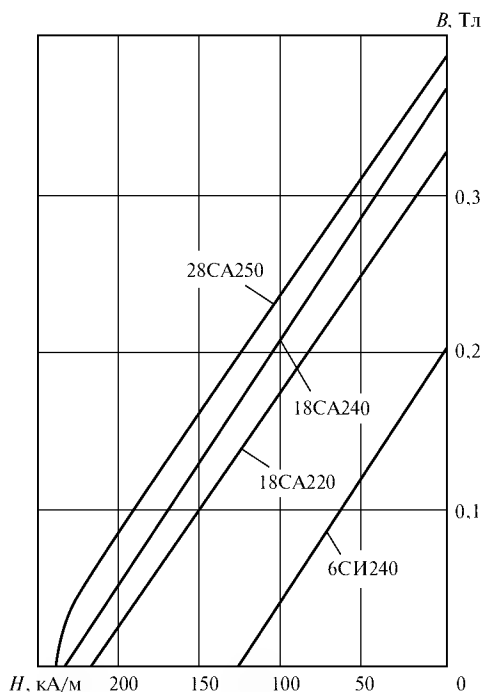


Рис. 6.15. Характерные кривые размагничивания ферритов, производимых ОАО НПО «Магнетон»

Коэффициент теплового расширения, K^{-1} :

вдоль направления магнитной анизотропии $\dots\dots(13,0 \div 15,5)10^{-6}$

поперек направления магнитной анизотропии $\dots\dots(8 \div 11)10^{-6}$

Предел прочности, МПа:

на изгиб $\dots\dots\dots 70—80$

на сжатие $\dots\dots\dots 180—200$

на растяжение $\dots\dots\dots 25—30$

Твердость по Моосу $\dots\dots\dots 6—7$

7. Магнитотвердые материалы на основе редкоземельных элементов (РЗЭ). Эти МТМ были получены в 1970—1980-х годах на основе РЗЭ (самария и неодима), они обладают улучшенными магнитными свойствами. Применение редкоземельных магнитов (РЗМ)

позволило существенно улучшить массогабаритные и энергетические показатели устройств, имеющих магнитные системы с ПМ. Основные магнитные свойства этих МТМ приведены в табл. П. 4.4.

Постоянные магниты типа RCO_5 изготавливают на основе редкоземельных металлов (самария Sm, празеодима Pr, тербия Tb, церия Ce, гадолиния Gd и др.) и кобальта Co_x литьем или спеканием. Они обладают хорошими магнитными свойствами (высокими значениями намагниченности насыщения, коэрцитивной силы), температурной стабильностью, а также коррозионной стойкостью. Диапазон изменения рабочих температур составляет от 70 до 300 °С. Температурный коэффициент по индукции при изменении температуры от 100 до 200 °С составляет 0,02–0,06 %/°С. Пределы механической прочности: на изгиб $\sigma_{\text{изг}} = (11,2 \div 15,3) 10^7$ Па, на сжатие $\sigma_{\text{сж}} = 81,6 \cdot 10^7$ Па. Твердость этих магнитов приближается к твердости керамики (твердость по Роквеллу $\text{HR} = 40 \div 63$). Плотность $\rho = 8,5 \div 8,6$ г/см³. Температура точек Кюри: SmCo_5 — 740 °С, PrCo_5 — 635 °С, CeCo_5 — 460 °С.

Магнитные параметры ПМ на основе RCO_5 для массового производства регламентированы ГОСТ 21559–76 и приведены в табл. П. 4.5. На рис. 6.16 показаны кривые размагничивания $B = f(H)$ (номера кривых соответствуют порядку следования их в табл. П. 4.5).

Основной недостаток этих МТМ это высокая стоимость. Тем не менее МТМ применяют в различных областях, особенно когда требуется стабильность свойств при изменении температуры в широких пределах, в частности в изделиях космической и оборонной промышленности.

Исследованиями установлено, что магниты типа SmCo_5 имеют практически предельные магнитные свойства (табл. 6.3). В связи с этим более перспективными для промышленного применения из этой группы МТМ следует считать материалы типа $\text{R}_2(\text{Co}, \text{Fe})_{17}$, обладающие лучшими, чем SmCo_5 , магнитными характеристиками, в том числе меньшим температурным коэффициентом по индукции, причем достигнутое значение $(BH)_{\text{max}}$ составляет лишь около 50 % предельного теоретического (см. табл. 6.3). В настоящее время разраба-

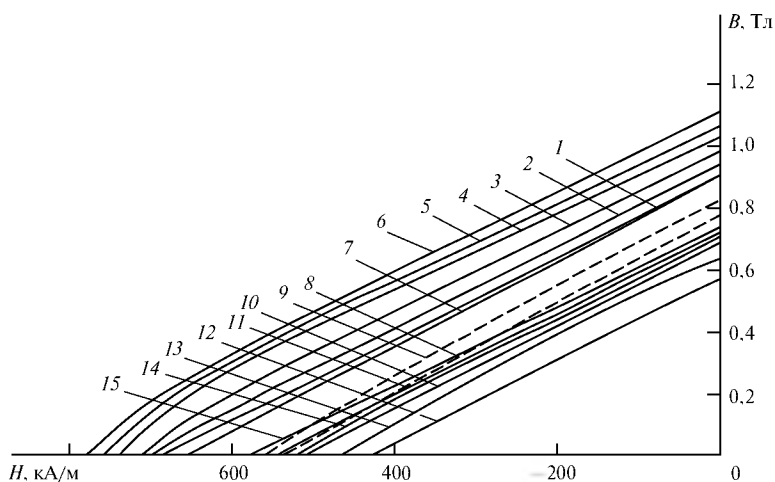


Рис. 6.16. Кривые размагничивания магнитотвердых материалов типа Sm-Co

тывают МТМ, в которых Co будет заменен на Fe, в частности на основе $\text{Sm}_2\text{Fe}_{17}$ с добавлением азота и углерода.

Особый практический интерес вызывают бескобальтовые РЗМ на основе соединения неодим — железо — бор ($\text{Nd} - \text{Fe} - \text{B}$). Достигнутое значение энергетического произведения $(BH)_{\max}$ у этих МТМ — наибольшее из всех известных материалов, однако это еще не

Таблица 6.3

Сравнительные предельные и практически достигнутые значения $(BH)_{\max}$ для различных магнитотвердых материалов

Материал	Значение $(BH)_{\max}$, кДж/м ³		Достигнутое значение, % теоретического
	теоретическое	достигнутое	
Феррит	50,4	40,0	79,0
Fe—Cr—Co	360,0	56,0	16,0
Альнико	360,0	111,5	31,0
SmCo ₅	222,0	216,0	97,0
Sm ₂ Co ₁₇	480,0	240,0	50,0
Nd—Fe—B	510,0	406,0	79,0

предел — теоретически возможное значение $(BH)_{\max}$ составляет для этого материала около 510 кДж/м^3 (см. табл. 6.3). В Японии создан МТМ на основе Nd—Fe—В, имеющий $B_r = 1,52 \text{ Тл}$, $H_{cM} = 800 \text{ кА/м}$ с $(BH)_{\max} = 56,7 \text{ мГс} \cdot \text{Э} = 453,6 \text{ Тл} \cdot \text{кА/м} = 453,6 \text{ кДж/м}^3$.

Одним из важнейших достоинств этих МТМ является их относительно низкая стоимость за единицу $(BH)_{\max}$ по сравнению с другими типами МТМ (табл. 6.4).

Из недостатков следует отметить значительное изменение магнитных свойств в зависимости от температуры (частичная потеря магнитных свойств при эксплуатации при температуре выше 200°), а также подверженность коррозии. Повышение коррозионной стойкости ПМ из МТМ на основе Nd—Fe—В достигается за счет изменений химического состава, технологического процесса, а также созданием на их поверхностях защитных гальванических покрытий (никель, цинк, олово висмут, пластмасса и др.). Интенсивно ведутся также работы по их температурной стабильности. В настоящее время выпускают марки МТМ на основе Nd—Fe—В с рабочей температурой 200°C и даже выше, что открывает широкую перспективу для их применения в различных областях промышленности, науки и техники.

В качестве примера на рис. 6.17 показаны кривые размагничивания по намагниченности МТМ на основе Nd—Fe—В марки МАЕР (см. табл. П. 4.4), изготавливаемых ООО НПК «Магниты и магнитные

Таблица 6.4

Сравнительная характеристика магнитотвердых материалов по стоимости

Материал	Цена за 1 кг на российском рынке, отн. ед.	Цена за единицу $(BH)_{\max}$ на российском рынке, отн. ед.
Гибкие магнитные материалы	2,5—5	6,2—12,4
Ферриты	1	1
Альнико	22	8,6
Sm-Co	125—250	25
Спеченные Nd—Fe—В	35—75	2,8—7,4

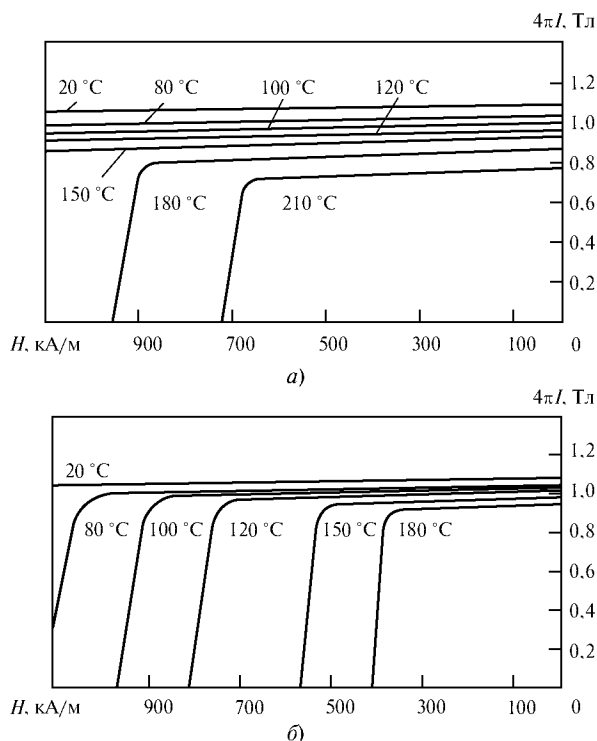


Рис. 6.17. Температурные зависимости основных гистерезисных свойств материалов марки МАЕР, производимых ООО НПК «Магниты и магнитные технологии»:

a МАЕР30HLs; *б* МАЕР26HSs

технологии» (Россия), для которых приведены средние значения основных физических и механических параметров:

Плотность, г/см ³	7,4
Температура точки Кюри, °C	310—500
Температурный коэффициент магнитной индукции, %/°C	
при температуре:	
от -40 до 20 °C	-(0,06 ÷ 0,1)
от 20 до 150 °C	-0,12

Температурный коэффициент коэрцитивной силы, $\%/^{\circ}\text{C}$ при температуре:	
от -40 до 20°C	$-0,6$
от 20 до 150°C	$-0,8$
Удельное электрическое сопротивление, $\text{Ом} \cdot \text{м} \cdot 10^{-6}$	$1,5—1,6$
Коэффициент теплового расширения, $\text{K}^{-1} \cdot 10^{-6}$:	
вдоль направления магнитной анизотропии	$4,5—5$
поперек направления магнитной анизотропии	-11
Предел прочности, МПа:	
на изгиб	270
на сжатие	1050
на растяжение	$70—90$
Твердость по HRC	53

8. Магнитопласты и магнитозласты. Магнитопласты представляют собой высоконаполненный композиционный материал, в котором в качестве наполнителя используют магнитный материал (как магнитомягкий, так и магнитотвердый) в виде порошка или мелких чешуек, а в качестве связки — различного рода полимеры, синтетические смолы и т.п. Различают гибкие (магнитоэласты) и жесткие (магнитопласты) полимерные магниты.

Магнитные порошки изготавливают из бариевого или стронциевого феррита, сплавов на основе РЗЭ (неодим — железо — бор, самарий — кобальт, самарий — железо), альнико. Применяют также смеси этих материалов. В табл. П. 4.6 показаны основные параметры современных магнитопластов. От того, какая магнитная компонента использована в данном продукте, зависят его магнитные характеристики.

Полимерные магниты изготавливают литьем под давлением, экструзией, прессованием и каландрованием. Магнитный наполнитель может составлять до 90 % полного объема исходной смеси.

Жесткие магнитопласты характеризуются более высокими, чем у гибких магнитов, значениями коэрцитивной силы, остаточной индукции и энергетического произведения.

Верхний предел рабочего диапазона температур магнитопластов составляет $100—150^{\circ}\text{C}$ без потери эксплуатационных свойств. При этом температурная стабильность магнитопластов значительно выше по сравнению со стабильностью МТМ, полученных традиционными методами. Например, температурная стабильность магнитопластов по индукции при температуре до 100°C составляет: для наполните-

лей из феррита бария $-0,36 \text{ }^\circ\text{C}$, из Sm—Co $-0,035 \text{ }^\circ\text{C}$, из Nd—Fe В $0,09 \text{ }^\circ\text{C}$.

Постоянные магниты со связкой из полимеризующихся синтетических смол (магнитопласты) производят методами металлопластической технологии, а эластичные ПМ (магнитоэласты) — по технологии изготовления резиновых изделий. Поэтому их механические свойства такие же, как у пластмасс и резины.

Магнитопласты имеют существенные преимущества по сравнению с обычными металлическими или керамическими магнитами, получаемыми спеканием, среди которых можно отметить:

- низкую степень усадки при формовании $0,2\text{—}0,5 \text{ } \%$ (у спеченных ПМ $15\text{—}20 \text{ } \%$);
- высокую стабильность магнитных свойств;
- более низкую трудоемкость изготовления;
- возможность с высокой точностью получать изделия сложной формы;
- хорошую механическую прочность и пластичность;
- устойчивость к коррозии.

Недостаток термопластичных ПМ — это пониженные значения магнитной энергии на единицу объема (по сравнению с обычными магнитами), так как эти значения определяются объемным содержанием магнитного материала.

Постоянные магниты на основе магнитопластов используются в генераторах, электродвигателях, в акустических преобразователях, в электроизмерительных приборах, в изделиях оргтехники, бытовой и специальной техники. Особенно эффективно использование магнитопластов при изготовлении многополюсных магнитных систем роторов вентильных электродвигателей.

Магнитопласты и магнитоэласты в настоящее время становятся все более и более востребованными. Проблема повышения их уровня качества связана с решением ряда задач:

- разработкой новых высокоэнергоемких магнитных наполнителей;
- подбором связующих материалов, которые при минимальном объемном содержании обеспечат требуемый уровень механических свойств;
- исследованием процессов взаимодействия наполнитель — связующее;
- созданием нового оборудования для их изготовления.

Общие рекомендации по выбору магнитотвердых материалов

В настоящее время имеется большое разнообразие МТМ для ПМ, отличающихся по магнитным и физико-техническим свойствам, технологии производства, экономическим показателям и т.п. Обоснованный выбор МТМ для ПМ в каждом конкретном случае представляет собой важную задачу при проектировании МС ПМ. Именно требования к МС (магнитные системы) ПМ, условия их работы и вид производства в значительной степени влияют на выбор МТМ для ПМ. Кроме того, задача усложняется многообразием типов МС ПМ. Например, только для электромеханических преобразователей, используемых в качестве генераторов и электродвигателей, известны десятки конструкций МС ПМ, потенциальные возможности каждой из которых могут быть реализованы при определенном МТМ.

Общие требования, предъявляемые к МС ПМ

1. **Функциональность.** Это требование определяется прежде всего тем, насколько хорошо МС ПМ отвечает своему главному назначению — созданию магнитного поля заданной величины и распределения.

2. **Стабильность.** МС ПМ должна сохранять свои выходные параметры при любых гарантированных режимах работы в условиях дополнительных внешних воздействий: изменения температуры, механических нагрузок, электромагнитных полей, наличия ферромагнитных тел, климатических воздействий в виде морского тумана, повышенной влажности и т.п.

3. **Минимальные масса и габариты.** Это требование предъявляется к большинству МС ПМ, особенно для объектов всех видов транспорта и изделий специальной техники. Оно может быть использовано в качестве критерия при решении оптимизационных задач при проектировании МС ПМ с различными МТМ. Такая задача может быть поставлена не только для МС ПМ, но и для ПМ.

4. **Экономичность.** При оценке экономических показателей следует рассматривать МС ПМ в целом. На ее стоимость оказывает влияние доступность выбранного МТМ, его технология, форма и геометрия ПМ, объем выпуска, площадь шлифуемых поверхностей и требования к качеству и точности обработки. При сравнении МТМ в качестве общей экономической характеристики можно использовать

отношение максимальной удельной магнитной энергии МТМ к стоимости его единичного объема. Для ряда МС ПМ целесообразно учитывать стоимость ее эксплуатации.

5. Технологичность и простота. Постоянный магнит должен быть простым в производстве, при намагничивании, контроле и обращении. При разработке МС ПМ следует заранее продумать методы ее сборки и монтажа, а также учитывать технологический разброс параметров МТМ и ПМ, который может нанести серьезный ущерб при массовом производстве МС ПМ.

Приведенные требования существенно влияют на выбор МТМ для ПМ. Кроме того, МТМ выбирают в зависимости от их физических и механических свойств. Некоторые из указанных параметров МТМ могут значительно отличаться от аналогичных параметров готовых ПМ. В частности, это касается магнитных и механических характеристик. Особое внимание при выборе МТМ следует уделять в случаях воздействия на ПМ стороннего размагничивающего магнитного поля. Высокую устойчивость к таким полям имеют МТМ с линейной характеристикой $B = f(H)$, такие как ферриты бария и стронция, материалы с использованием редкоземельных элементов типов Sm Co, Nd Fe В, а также магнитопласты на их основе.

Выбор того или иного МТМ с высокой магнитной энергией во многом зависит от режима работы МС ПМ. В статических системах, характеризующихся постоянной рабочей точкой на кривой размагничивания, необходимо применять МТМ с высоким коэффициентом выпуклости. Для динамических магнитных систем, в которых рабочая точка изменяется, таких как роторы и статоры электрических машин, удерживающие магниты и т. п., целесообразно выбирать МТМ, в которых высокие значения энергии обусловлены большими значениями коэрцитивной силы.

Для каждой МС ПМ принципиально возможно подобрать такой МТМ, применение которого позволит удовлетворить все сформулированные требования к МС ПМ, условия ее работы и производства. Решение такой задачи представляется весьма трудоемким и требующим разработки достаточно точных методик расчета и проектирования МС ПМ с большим числом итерационных циклов и многокритериальной оптимизацией.

В данной главе пособия рассмотрены лишь общие вопросы применения, базовых характеристик и физико-механических параметров

основных групп современных МТМ, что дает возможность оценить их использование в различных электротехнических устройствах.

Ограниченный объем пособия не позволяет охватить все многообразие МТМ и особенности каждого из них. Этот пробел может быть устранен за счет получения данных по МТМ и ПМ, выпускаемых отечественными и зарубежными производителями [40 – 50].

6.4. Пример определения размеров призматических постоянных магнитов генератора

Техническое задание

Номинальная мощность $P_{\text{ном}}$, кВт	90
Число фаз m	3
Фазное и линейное напряжения $U_{\text{ф}}/U_{\text{л}}$, В	220/380
Частота вращения n , мин ⁻¹	8000
Частота тока f , Гц	800
Коэффициент мощности $\cos \varphi$	1
Охлаждение	Воздушное с продувом

Расчет параметров генератора до этапа определения размеров индуктора в поперечном его сечении выполнен по традиционной для электромашиностроительных предприятий авиационной промышленности методике, изложенной в [20].

Ниже приведены результаты расчетов размеров магнитопровода якоря генератора, параметры обмотки его якоря и численные значения электромагнитных параметров и коэффициентов.

Диаметр D , мм, и длина расточки якоря l_j , мм	196 и 95
Длина воздушного зазора δ , мм	1
Коэффициенты, характеризующие геометрию полюсной системы:	
α_p	0,7
α_j	0,765
δ^*	$1,94 \cdot 10^{-2}$
Число пар полюсов p	6
Число зубцов на статоре Z_c	80
Число зубцов на полюс и фазу q	2,5
Ширина щели паза $b_{\text{щ}}$, мм	0,9
Высота ярма статора h_{ja} , мм	14,8
Высота ярма ротора h_{jp} , мм	10,5
Соединение фаз	Звезда

Тип обмотки	Двухслойная, волновая
Шаг обмотки β_y	8/7
Обмоточный коэффициент k_{o1}	0,952
Коэффициент укорочения k_y	0,0995
Коэффициент распределения k_p	0,957
Коэффициент скоса паза $k_{ск}$	1
Число витков в фазе w_{ϕ}	30
Число эффективных витков в пазу M_{Π}	2
Полное число проводников в пазу	12
Суммарный коэффициент рассеяния	
$\Sigma \lambda \quad \lambda_{\Pi} + \lambda_{д} + \lambda_{к} + \lambda_{д}$	3,451
Средняя длина витка $l_{ср. в}$, м	0,396
Сопротивление фазы	
при температуре 20 (100) °С, Ом	0,0167 (0,0228)
Сопротивление нагрузки R_H , Ом	1,571
Полное сопротивление электрической цепи	
фазы якоря Z'_H , Ом	1,594
Индуктивное сопротивление рассеяния	
обмотки x_s , Ом	0,27
Номинальное значение тока I , А	136,4
Линейная нагрузка A , А/см	400
Индукция в воздушном зазоре в расчетном	
режиме $B_{\delta p}$, Тл	0,6
Плотность тока j_a , А/мм ²	11,2
Материал магнитопровода статора	Сталь 2412
Материал ярма ротора и полюсов индуктора	Сталь 30ХГСА
Коэффициенты:	
k_{δ}	1,02
$k_{\mu 0}$	1,3
$k_{\phi E}$	1,1
k_E	1,02
Высота полюсных наконечников $h_{\Pi, H}$, м	8

6.4.1. Определение размеров постоянных магнитов индуктора, охваченного биметаллическим кольцом

Приведенных данных проектного расчета генератора достаточно для того, чтобы определить размеры постоянных магнитов индуктора (его ширину и высоту) и выбрать сплав, из которого их целесообразно изготовить. Последовательность необходимых для решения

этих вопросов вычислений указана выше. Придерживаясь ее, определяют следующие параметры обмотки якоря.

1. Значение индуктивного сопротивления рассеяния обмотки якоря x_s^* в относительных единицах

$$x_s^* = \pi \mu_0 \frac{\sum \lambda}{\alpha_i k_{\phi E1} k_{o1} m q} A_p^* = \pi \cdot 0,4 \pi \cdot 10^{-6} \times \\ \times \frac{3,451}{0,765 \cdot 1,1 \cdot 0,952 \cdot 3 \cdot 2,5} 6,67 \cdot 10^4 = 0,151.$$

2. Абсолютное x_{aq} , полное x_q и в относительных единицах x_{aq}^* значение индуктивного сопротивления по поперечной оси генератора:

$$x_{aq}^* = \frac{\mu_0 k_{o1} k_q}{\alpha_i k_{\phi E} \delta^* k_{\delta}} A_p^* = 0,4 \cdot 10^{-6} \frac{0,952 \cdot 0,45}{0,765 \cdot 1,1 \cdot 0,0194 \cdot 1,02} \times \\ \times 6,67 \cdot 10^4 = 0,686;$$

$$x_{aq} = x_{aq}^* Z_H' = 0,686 \cdot 1,594 = 1,09 \text{ Ом};$$

$$x_q = x_{aq} + x_s = 1,09 + 0,27 = 1,36 \text{ Ом}.$$

Значение коэффициента $k_q = 0,45$ определяют по кривым, приведенным на рис. 3.3.

3. Индуктивное сопротивление рассеяния обмотки якоря в долях индуктивного сопротивления по поперечной оси

$$x_{s-q}^* = x_s / x_{a-q} = 0,27 / 1,09 = 0,247.$$

4. Тригонометрические функции угла Ψ :

$$\operatorname{tg} \Psi = x_{aq}^* \frac{1 + x_{s-q}^*}{\sqrt{1 - x_s^{*2}}} = 0,686 \frac{1 + 0,247}{\sqrt{1 - 0,151^2}} = 0,86; \Psi = 40^\circ 40';$$

$$\sin \Psi = 0,65; \quad \cos \Psi = 0,77.$$

5. Амплитуда первой гармонической кривой распределения магнитной индукции в воздушном зазоре, обеспечивающая при выбран-

ных вариантах укорочения секций обмотки якоря и распределения их по пазам синусоидальную форму кривой ЭДС,

$$B_{\delta p1} = B_{\delta p} k_{\phi E} \alpha_i / (k_{\phi E-1} \alpha_{i-1}) = 0,6 \cdot 1,1 \cdot 0,765 / \left(1,11 \cdot \frac{2}{\pi}\right) = 0,714 \text{ Тл.}$$

6. Амплитуда первой гармонической магнитной индукции продольного поля

$$B_{\delta dp1} = B_{\delta dp} \sqrt{1 - x_{aq}^{*2} \cos^2 \Psi} = 0,714 \sqrt{1 - 0,686 \cdot 0,86^2} = 0,714 \cdot 0,81 = 0,578 \text{ Тл.}$$

7. Расчетное значение магнитной индукции продольного поля

$$B_{\delta dp} = B_{\delta dp1} / k_f = 0,578 / 1,2 = 0,48 \text{ Тл.}$$

8. Соотношение между линейной нагрузкой в расчетном режиме A_p и индукцией $B_{\delta dp}$

$$A_{p-d}^* = A_p / B_{\delta dp} = 400 / 0,48 = 833,3 \cdot 10^2 \text{ А} \cdot \text{м/Вб};$$

9. Ширина и осевая длина постоянного магнита b_m :

$$b_m = \frac{\alpha_i \tau}{\alpha_m} = \frac{0,765 \cdot 51,44}{1,05} = 37,5 \text{ мм}; l_m = l_i = 95 \text{ мм.}$$

10. Коэффициент рассеяния магнитного потока в расчетном режиме:

$$\sigma_{m.p} = 1 + (\sigma_{m0} - 1) \varphi(A; B_{\delta}) \frac{k_{\mu dp}}{k_{\mu 0}};$$

$$\varphi(A; B_{\delta}) = 1 + \frac{\sqrt{2}}{\pi} \mu_0 A_{p-d}^* \frac{k_{ad} k_{o1}}{\delta^* k_{\delta} k_{\mu dp}} =$$

$$= 1 + \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot 0,4\pi \cdot 10^{-6} \cdot 833,3 \cdot 10^2 \frac{0,8 \cdot 0,952}{0,0194 \cdot 1,02 \cdot 1,1} 0,65 = 2,1.$$

$$\sigma_{m.p} = 1 + 1,15 - 1 \cdot 2,1 \cdot \frac{1,1}{1,3} = 1,26.$$

11. Высота полюса магнита, определенная по состоянию магнитной цепи проектируемого генератора в расчетном режиме:

$$h_{\text{м.р}}^* = \mu_{\text{м}}^* B_{\delta \text{ д р}} \delta^* k_{\delta} k_{\mu \text{ д}} \varphi(A; B_{\delta}) / (B_r - B_{\text{м.р}});$$

$$B_{\text{м.р}} = B_{\delta \text{ д р}} \alpha_{\text{м}} \sigma_{\text{м.р}} = 0,48 \cdot 1,05 \cdot 1,26 = 0,63 \text{ Тл.}$$

В результате выбирают сплав КС37. Параметры сплава следующие:

$$B_r = 0,77 \text{ Тл}; \quad H_{\text{сВ}} = 540 \text{ кА/м}; \quad H_{\text{сМ}} = 1300 \text{ кА/м};$$

$$\mu_{\text{м}} \approx B_r / H_{\text{сВ}} = 1,4 \text{ Вб/(А} \cdot \text{м)}; \quad \mu_{\text{м}}^* = \mu_{\text{м}} / \mu_0 = 1,115.$$

С учетом характеристик выбранного сплава высота полюса постоянного магнита в долях полюсного деления равна:

$$h_{\text{м}}^* = 1,115 \cdot 0,48 \cdot 0,0194 \cdot 1,02 \cdot 1,1 \cdot 2,1 / (0,77 - 0,63) = 0,174;$$

$$h_{\text{м}} = h_{\text{м}}^* \tau = 0,174 \cdot 51,44 = 9 \text{ мм.}$$

Таким образом, для реализации принятых при определении главных размеров проектируемого генератора линейной нагрузки и магнитной индукции в воздушном зазоре ($A = 400 \text{ А/см}$ $B_{\delta \text{ р}} = 0,6 \text{ Тл}$) размеры каждого из 12 постоянных магнитов должны быть равны:

$$b_{\text{м}} = 37,5 \text{ мм}; \quad h_{\text{м}} = 9 \text{ мм}; \quad l_{\text{м}} = 95 \text{ мм.}$$

6.4.2. Проверка стабильности магнитных свойств постоянных магнитов в режиме короткого замыкания

Стабильность магнитных свойств постоянных магнитов оценивается по значению приложенной к ним размагничивающей МДС в режиме установившегося или ударного короткого замыкания. Максимальное размагничивающее воздействие МДС якоря на полюс постоянного магнита в режиме короткого замыкания определяется из выражения

$$\begin{aligned} F_{\text{адк}} &= \frac{\sqrt{2}}{\pi} \frac{m I w_{\phi}}{p} k_{01} \sin \Psi_{\text{к}} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \frac{3 \cdot 136,4 \cdot 30}{6} 0,952 k \cdot 1 = \\ &= 874,6 \cdot 2,89 = 2525,9 \text{ А.} \end{aligned}$$

Кратность тока короткого замыкания можно определить из выражения

$$k = I_k / I_p = E_0 \cdot 1 / x_d.$$

Магнитная индукция в воздушном зазоре при холостом ходе определяется из (6.16) в представленном виде

$$B_{\delta 0} = \frac{B_r}{\alpha_m \sigma_{m0} + \mu_m^* \delta^* k_{\mu 0} / h_m} =$$

$$= \frac{0,9}{1,05 \cdot 1,15 + 1,03 \cdot 0,0194 \cdot 1,3 / 0,132} = 0,642 \text{ Тл.}$$

Коэффициент формы поля по продольной оси k_d согласно рис. 3.2 равен 0,96.

Амплитуда первой гармонической индукции в зазоре в режиме холостого хода

$$B_{\delta 0 \cdot 1} = B_{\delta 0} k_f = 0,642 \cdot 1,2 = 0,77 \text{ Тл.}$$

Коэффициент формы поля возбуждения k_f определяется по кривым, приведенным на рис. 6.2.

Коэффициент $k_{\delta \cdot d}$ определяется из выражения правой части (6.37)

$$k_{\delta \cdot d} = \left(1 + \frac{\alpha_m h_m^*}{\mu_m^* \delta^* k_{\delta} \left(1 + \frac{B_{m0}}{\mu_m H_{m0}} \frac{\sigma_{m0}}{\sigma_{m0}} \right)} \right)^{-1}.$$

Принимая во внимание, что $\mu_m H_{m0} = B_r - B_{m0}$, получим следующий результат:

$$k_{\delta \cdot d} = \left(1 + \frac{1,05 \cdot 0,174}{1,115 \cdot 0,0194 \cdot 1,02 \left(1 + \frac{0,77}{0,77} \frac{1,15}{0,63} \frac{1}{1,15} \right)} \right)^{-1} = 0,172.$$

Магнитодвижущая сила постоянного магнита в точке пересечения прямой $\Phi_m (F_m)$ с осью F_m равна

$$F_{mCB} = H_{CB} h_m = 540 \cdot 10^3 \cdot 9 \cdot 10^{-3} = 4860 \text{ А.}$$

Сопоставляя значения $F_{adк}$ и F_{mCB} , можно сделать вывод о том, что при выбранном сплаве постоянных магнитов и высоте полюсов генератор не потеряет работоспособность из-за размагничивания постоянных магнитов ($F_{mCB}/F_{adк} = 4860/2529 = 1,92$).

Индуктивные сопротивления генератора определяют следующим образом.

Индуктивное сопротивление рассеяния обмотки якоря

$$x_s = x_s^* z_H' = 0,155 \cdot 0,159 = 0,0247 \text{ Ом.}$$

Индуктивное сопротивление по поперечной оси генератора

$$x_{aq} = x_{aq}^* z_H' = 0,686 \cdot 1,59 = 1,09 \text{ Ом.}$$

Индуктивное сопротивление по продольной оси генератора

$$x_{ad} = x_{ad}^* z_H' = 0,252 \cdot 1,59 = 0,4 \text{ Ом.}$$

Полные индуктивные сопротивления:

$$x_d = x_{ad} + x_s = 0,4 + 0,0248 = 0,4248 \text{ Ом;}$$

$$x_q = 1,09 + 0,0248 = 1,1148 \text{ Ом;}$$

$$x_{ad}^* = \frac{1}{\pi} \mu_0 \frac{k_{o1} k_d k_\delta}{\alpha_i \delta^* k_\delta k_{\phi E}} d A_p^* = 0,4 \cdot 10^{-6} \frac{0,952 \cdot 0,96 \cdot 0,172}{0,765 \cdot 0,0194 \cdot 1,02 \cdot 1,1} \times$$

$$\times 667 \cdot 10^2 = 0,252;$$

$$x_s^* = x_s / x_{ad} = 0,0248 / 0,252 = 0,0984.$$

Электродвижущая сила холостого хода генератора

$$E_0 = 4 k_{\phi E} f w_\phi B_{\delta 0} \alpha_i \tau l_i =$$

$$= 4 \cdot 1,11 \cdot 800 \cdot 30 \cdot 0,77 \cdot 0,637 \cdot 5,144 \cdot 9,5 \cdot 10^{-4} = 225,4 \text{ В.}$$

Ток короткого замыкания

$$I_K \approx E_{01}/x_d = 255,4/0,648 = 394,2 \text{ А.}$$

Кратность тока короткого замыкания

$$k = I_K/I = 394,2/136,4 = 2,89.$$

6.5. Эквивалентирование магнитных характеристик электромагнитов и постоянных магнитов

Несмотря на принципиальное отличие электромагнитов от постоянных магнитов, в способе создания магнитного поля и в устройстве их магнитные характеристики $\Phi_{\gamma,м}$ ($F_{\gamma,м}$) могут быть представлены в том же виде с использованием тех же параметров и понятий, что и характеристики постоянных магнитов Φ_m (F_m).

Представление в указанном виде магнитных характеристик электромагнитов удобно в том отношении, что позволяет оценить энергетические возможности генераторов в том случае, например, если необходима замена в них электромагнитов (если в генераторе используется электромагнитное возбуждение) на постоянные магниты и, наоборот, замены постоянных магнитов в генераторах с возбуждением от постоянных магнитов на электромагниты при сохранении объема индуктора. Это же обстоятельство позволяет решить и другую важную с теоретической и практической точки зрения задачу: определение кривой размагничивания сплава постоянного магнита в случае замены которым обмотки возбуждения сохранилась бы та же магнитная характеристика индуктора. Другими словами, зависимость Φ_m (F_m) магнитного потока в нейтральном сечении магнита Φ_m от МДС на его концах F_m полностью повторила бы аналогичную характеристику электромагнита $\Phi_{\gamma,м}$ ($F_{\gamma,м}$). Реализация этой процедуры позволяет в ходе выполнения расчетов магнитной цепи рассматривать электромагнит, как некоторый выполненный из определенного сплава постоянный магнит и тем самым обеспечивает возможность создания унифицированных методик расчета магнитных цепей электрических машин.

Ниже изложена методика построения рабочей характеристики электромагнита и поиска кривой размагничивания сплава постоянного магнита, имеющего идентичную с электромагнитом зависимость магнитного потока от МДС, т.е., по существу, методика поиска сплава и раз-

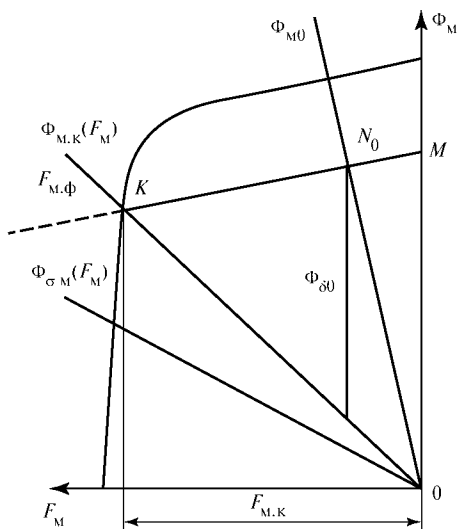


Рис. 6.18. Диаграмма магнита

меров постоянного магнита, при которых его магнитные характеристики повторяют характеристики конкретного электромагнита.

При расчете генератора с возбуждением от постоянных магнитов используются пересчитанная с учетом размеров постоянных магнитов и построенная в координатах $[\Phi_M; F_M]$ спинка кривой размагничивания материала постоянного магнита (рис. 6.18), уравнение прямой магнитного возврата KM и зависимость магнитного потока рассеяния постоянного магнита $\Phi_{\sigma M}$ от МДС F_M на его концах. С учетом принятых обозначений магнитных величин эти зависимости имеют вид:

$$\Phi_M = \Phi_M F_M; \quad (6.55)$$

$$\Phi_M = (F_\phi - F_M) \mu_M S_M / 2h_M; \quad (6.56)$$

$$\Phi_{\sigma M} = F_M \Lambda_{\sigma M}, \quad (6.57)$$

где F_ϕ — фиктивная МДС постоянного магнита (координата точки пересечения прямой магнитного возврата с осью F_M); μ_M — магнит-

ная проницаемость сплава постоянного магнита; $\Lambda_{\sigma \text{ м}}$ — приведенная проводимость рассеяния постоянного магнита; $S_{\text{м}}$ — площадь нейтрального сечения постоянного магнита.

Уравнения (6.55)–(6.57) совместно с уравнениями внешней магнитной цепи, составленными применительно к различным режимам работы разрабатываемых или исследуемых магнитоэлектрических машин (холостому ходу, короткому замыканию, номинальному режиму и др.), обеспечивают возможность решения всех вопросов, связанных с определением электромагнитных параметров, расчетами и построениями их рабочих характеристик. Аналогичные уравнения можно составить и применительно к электромагнитам, если привести их параметры и характеристики к параметрам и характеристикам постоянных магнитов, эквивалентных им с точки зрения результатов взаимодействия с внешней магнитной цепью. Значения коэффициентов приведения параметров электромагнитов к параметрам эквивалентных магнитов можно определить из условий равенства магнитных потоков в их нейтральных сечениях ($\Phi_{\text{эм}}$ и $\Phi_{\text{м.э}}$) и МДС на концах:

$$\Phi_{\text{эм}} = \Phi_{\text{м.э}}; \quad (6.58)$$

$$F_{\text{эм}} = F_{\text{м.э}}. \quad (6.59)$$

Представив $\Phi_{\text{эм}}$ и $\Phi_{\text{м.э}}$ в (6.58) через соответствующие им значения магнитных индукций

$$\Phi_{\text{эм}} = B_{\text{эм}} S_{\text{эм}}; \quad \Phi_{\text{м.э}} = B_{\text{м.э}} S_{\text{м.э}}, \quad (6.60)$$

а МДС $F_{\text{эм}}$ и $F_{\text{м.э}}$ через напряженность магнитного поля соответственно в сердечнике электромагнита и в «материале» эквивалентного ему по магнитным свойствам постоянного магнита

$$F_{\text{эм}} = I_{\text{об}} w_{\text{об}} H_{\text{эм}} 2h_{\text{эм}}; \quad (6.61)$$

$$F_{\text{м.э}} = H_{\text{м.э}} 2h_{\text{м.э}}, \quad (6.62)$$

получим:

$$B_{\text{м.э}} = k_B B_{\text{эм}}; \quad (6.63)$$

$$H_{\text{м.э}} = H_{\text{с м.э}} H_{\text{эм}} / 2h_{\text{м.э}}^*, \quad (6.64)$$

где $B_{\text{м.э}}$, $H_{\text{м.э}}$ — магнитная индукция и напряженность магнитного поля в нейтральном сечении эквивалентного постоянного магнита;

$H_{\gamma M}$ — напряженность магнитного поля в сердечнике электромагнита; $h_{M, \gamma}^*$ — высота эквивалентного магнита в относительных единицах (значение средней силовой линии в нем),

$$h_{M, \gamma}^* = h_{M, \gamma} / h_{\gamma M}, \quad (6.65)$$

$H_{c, M, \gamma}$ — условная коэрцитивная сила эквивалентного магнита,

$$H_{c, M, \gamma} = I_{o, B} w_{o, B} / 2h_{\gamma M}; \quad (6.66)$$

$I_{o, B} w_{o, B} = F_{o, B}$ МДС обмотки возбуждения на пару полюсов; k_B коэффициент приведения магнитной индукции в сердечнике электромагнита к значению индукции в нейтральном сечении эквивалентного магнита

$$k_B = S_{\gamma M} / S_{M, \gamma}; \quad (6.67)$$

$S_{\gamma M}$ — площадь сечения сердечника электромагнита (втулки); $S_{M, \gamma}$ — площадь сечения нейтрального сечения эквивалентного магнита.

Для получения однозначного соответствия между параметрами электромагнитов и эквивалентных им по магнитным свойствам постоянных магнитов значения коэффициента приведения по индукции k_B и высоты $h_{M, \gamma}^*$ следует определять, предполагая, что постоянные магниты находятся в тех же областях индуктора, что и электромагниты, имеют одинаковую с ними форму и их размеры не превышают соответствующих габаритных размеров электромагнитов. При этих условиях под эквивалентными магнитами, например когтеобразных индукторов (именно о них пойдет речь в дальнейшем), следует подразумевать постоянные магниты цилиндрической формы с осевой длиной $2h_{M, \gamma}$ и наружным диаметром $D_{M, \gamma, H}$, равными или меньшими соответственно осевой длине катушки возбуждения $2h_{\gamma M}$ и наружного ее диаметра $D_{o, B, H}$ (рис. 6.19).

Наибольший интерес представляют эквивалентные магниты с внутренними диаметрами, равными диаметру вала D_B и внутреннему диаметру обмотки возбуждения $D_{o, B, B}$ (наружному диаметру втулки сердечника электромагнита), а также магниты, имеющие форму и размеры втулки электромагнита. Применительно к ним

$$h_{\gamma M}^* = 1; k_B = 1$$

и согласно (6.67) $B_{M, \gamma} = B_{\gamma M}$.

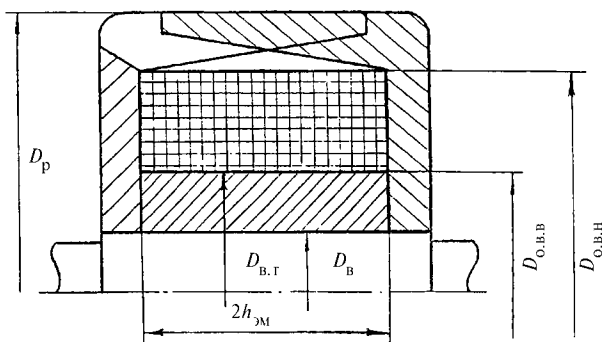


Рис. 6.19. Эскиз индуктора генератора с когтеобразным индуктором и электромагнитным возбуждением

Последний вариант выполнения эквивалентного магнита примечателен тем, что при его реализации для достижения тех же магнитных свойств, что и у электромагнита, постоянный магнит по сравнению с магнитами с большими наружными диаметрами имеет более высокие значения магнитной индукции $B_{M.э}$, включая остаточную его индукцию.

В таком магните $B_{r.M.э} = B_{r.эм}$.

При полном заполнении объема, занимаемого конструктивными элементами электромагнита,

$$h_{M.э} = h_{эм}; \quad h_{эм}^* = 1; \quad (6.68)$$

$$k_B = (D_{0.в.в}^2 D_B^2) / (D_{0.в.н}^2 D_{0.в.в}^2). \quad (6.69)$$

Решив (6.63) и (6.64) совместно с уравнением кривой намагничивания $B_{эм}H_{эм}$ стали сердечника электромагнита (втулки), получим уравнение кривой $B_{M.э}H_{M.э}$, которая определяет магнитные свойства электромагнита в той же степени, в которой уравнения кривых размагничивания магнитотвердых материалов определяют магнитные свойства изготовленных из них постоянных магнитов. Это обстоятельство позволяет рассматривать кривые $B_{M.э}H_{M.э}$ как кривые размагничивания материалов постоянных магнитов, эквивалентных по своим магнитным свойствам тем конкретным электромагнитам, при-

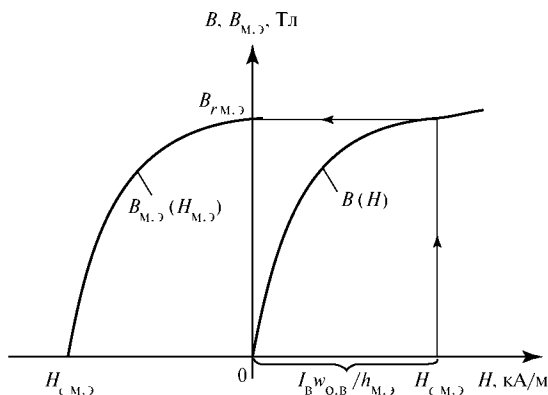


Рис. 6.20. Построение характеристики магнита, эквивалентного электромагниту

менительно к которым получена каждая из этих кривых. Для графического изображения кривой размагничивания эквивалентного магнита в рассматриваемом случае достаточно переместить кривую намагничивания стали сердечника $B(H)$ (рис. 6.20) из первого во второй квадрант на расстояние, равное $H_{c \varnothing M}$, и изменить масштаб по оси индукции в k_B раз.

На рис. 6.21 показаны полученные таким образом кривые размагничивания постоянных магнитов, эквивалентных электромагнитам автомобильных генераторов Г-502 (кривая 1), 37.3701 (кривая 2), 94.3701 (кривая 3), 65.3701 (кривая 4), при изготовлении втулки из стали Ст10. Все кривые получены при максимальных значениях тока в обмотках возбуждения генераторов, а поэтому характеризуют предельные магнитные свойства соответствующих эквивалентных магнитов. Исходные данные для определения координат базовых точек кривых размагничивания и результаты их расчетов приведены в табл. 6.5.

Сопоставляя кривые 1, 2, 3, 4 с аналогичными кривыми сплавов постоянных магнитов, можно сделать вывод, что магнитные свойства магнитов, эквивалентных электромагнитам автомобильных генераторов, находятся на уровне магнитных свойств сплавов с направленной кристаллизацией типа ЮНДК. Наиболее энергоемким в рамках рассматриваемых генераторов является материал эквивалентного маг-

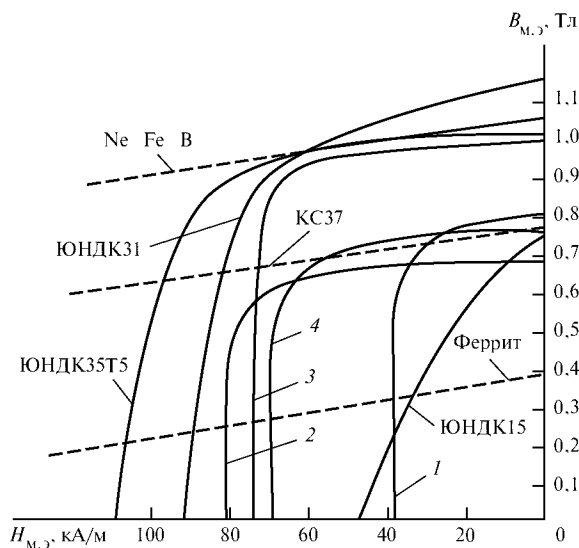


Рис. 6.21. Кривые сплавов постоянных магнитов и эквивалентных магнитов автомобильных генераторов

нита в генераторе 94.3701. Максимальное значение удельной магнитной энергии этого материала, оцениваемое произведением $(B_{м.э} H_{м.э})_{\max}$, равно 58 кДж/м^3 . Ближайшие к нему по магнитным свойствам сплавы ЮН13ДК23 и ЮНКДК31ТЗБФ имеют $(BH)_{\max}$ от 56 до 64 кДж/м^3 , а один из лучших из этой классификационной группы сплавов постоянных магнитов ЮНКДК35Т5БА имеет $(B_{м.э} H_{м.э})_{\max} = 72 \text{ кДж/м}^3$.

Принципиальное отличие эквивалентных постоянных магнитов, являющихся расчетными образцами электромагнитов, от их физических аналогов состоит в том, что они полностью восстанавливают свои магнитные свойства после снятия любого по силе размагничивающего воздействия на них со стороны внешней магнитной цепи. При этом магнитная индукция и напряженность магнитного поля в материале эквивалентных магнитов как при их размагничивании, так

Таблица 6.5

Технические характеристики автомобильных генераторов

Показатель	Типоразмер генератора			
	Г 502	37.3701	94.3701	65.3701
Диаметр расточки, мм	74,0	88,6	95,5	112,0
Активная длина якоря, мм	20	25	27	35
Максимальное значение тока возбуждения, А	1,94	5,40	5,40	3,46
Число витков в обмотке возбуждения	680	420	400	830
Диаметр неизолированного провода, мм	1,56	0,80	0,80	0,71
Максимальный ток в обмотке возбуждения, А	1320	2270	2160	2870
Напряжение, В	14	14	14	28
Диаметр вала, мм	17	20	20	30
Диаметр втулки, мм	38	43	49	58
Наружный диаметр обмотки возбуждения, мм	56,0	69,5	66,5	87,0
Длина втулки, мм	33,0	28,0	29,0	41,5
Площадь сечения электромагнита, см ²	9,07	11,37	15,70	19,33
Площадь вала, см ²	2,260	3,140	3,140	7,065
Площадь эквивалентного магнита, см ²	22,35	34,77	31,57	52,33
Условная коэрцитивная сила, кА/м	40,0	81,1	74,0	70,0
Условная остаточная индукция в сердечнике, м	2,07	2,06	2,05	2,04
Коэффициент приведения	0,41	0,33	0,50	0,37
Остаточная индукция эквивалентного магнита	0,820	0,680	1,025	0,760
Максимальная удельная магнитная энергия материала, кДж/м ³	22,4	42,0	58,5	39,7

и при восстановлении ими магнитных свойств происходят в соответствии с одной и той же кривой $B_{м.э}(H_{м.э})$.

Отсутствие в семействе магнитных характеристик эквивалентных магнитов частных циклов перемангничивания в виде петель или заме-

няющих их при расчетах прямых магнитного возврата существенно упрощает их расчет и расчеты, сопряженных с ними магнитных цепей, по сравнению с аналогичными расчетами, выполняемыми применительно к постоянным магнитам и магнитным цепям магнито-электрических генераторов. Это проявляется, в частности в том, что в ходе выполнения расчетов магнитные характеристики эквивалентных магнитов присутствуют в виде двух уравнений

$$\Phi_{M.э} = \Phi_{M.э} F_{M.э}; \quad (6.70)$$

$$\Phi_{\sigma M} = F_M \Lambda_{\sigma M}, \quad (6.71)$$

а магнитные характеристики их физических аналогов (за исключением редкоземельных магнитов) в виде трех уравнений. Помимо этого при расчетах эквивалентных магнитов по той же причине отпадает необходимость в достаточно объемных и в значительной степени приближенных вычислениях, связанных с определением положения рабочих точек на кривой $B_{M.э}(H_{M.э})$ или на производной от нее кривой $\Phi_{M.э}(F_{M.э})$ соответствующих режимам наибольшего размагничивания элементов системы возбуждения (режимам размагничивания в свободном состоянии, при ударном коротком замыкании и др.).

Для сравнительной оценки магнитных свойств индукторов генераторов с электромагнитным возбуждением необходимо определить вначале координаты $B_{r.M.э}$ и $H_{c.M.э}$ базовых точек предельной кривой размагничивания постоянных магнитов, эквивалентных по магнитным свойствам каждому из сопоставляемых электромагнитов. За расчетное значение тока в обмотке возбуждения следует принять при этом максимальное его значение $I_{0.в \max}$. После этого в координатах $[B_{M.э}; H_{M.э}]$ строят кривые размагничивания эквивалентных магнитов (кривые 1, 2, 3, 4 на рис. 6.20). Для их построения может быть использован изложенный выше графический метод, предусматривающий получение этих кривых путем перемещения из первого квадранта во второй (см. рис. 6.20) кривой намагничивания стали сердечника электромагнита (втулки индуктора).

Уровень магнитных свойств постоянных магнитов при работе их на кривой размагничивания и магнитных свойств выполненных на их основе индукторов оценивается по максимальному значению произведения координат точек кривых размагничивания сплавов постоян-

ных магнитов $(B_M H_M)_{\max}$. Такой подход правомерен и к оценке магнитных свойств электромагнитов и построенных на их основе индукторов с той лишь разницей, что произведение $(BH)_{\max}$ необходимо определять в этом случае по кривой размагничивания $B_{M,\gamma}(H_{M,\gamma})$ условного (эквивалентного магнита). В табл. 6.5 приведены значения $(B_{M,\gamma} H_{M,\gamma})_{\max}$ для четырех типоразмеров автомобильных генераторов. Сопоставляя их, можно заключить, что с точки зрения использования объема индуктора, занятого электромагнитом, наиболее удачно спроектирован индуктор автомобильного генератора 94.3701. Неудачно спроектированным выглядит на общем фоне индуктор генератора Г 502. Значения максимальной удельной магнитной энергии для него в 2,6 раза меньше, чем для генератора 94.3701.

В табл. 6.6 приведены дополнительные данные, относящиеся к магнитам с внутренним диаметром, равным диаметру втулки.

Данные табл. 6.5 и 6.6 свидетельствуют о том, что уровень магнитных свойств эквивалентных постоянных магнитов, а следовательно, и их физических аналогов, способных в деталях повторить характеристику $B_{\gamma,M}(H_{\gamma,M})$ электромагнитов существенно зависит от их внутреннего диаметра. Наиболее просто эта характеристика реализуется при внутреннем диаметре магнитов, равном диаметру вала. При увеличении внутреннего диаметра магнитов (уменьшения площади их поперечного сечения) реализация той же характеристики возможна лишь при применении магнитов с более высокими магнитными свойствами (с большей магнитной энергией).

Предельные внутренние диаметры постоянных магнитов, при которых еще возможна эквивалентная замена электромагнитов в индукторах генераторов постоянными магнитами, ограничены предельными параметрами кривых размагничивания сплавов постоян-

Таблица 6.6

Дополнительные данные

Параметр	Типоразмер генератора			
	Г 502	37.3701	94.3701	65.3701
$S_{M,\gamma}, \text{см}^2$	13,30	23,40	15,86	33,00
$k_B = S_M / S_{M,\gamma}$	0,68	0,49	0,99	0,59
$B_{r,M,\gamma}$	1,4	1,0	2,0	1,2

ных магнитов. Так, для сплавов ЮНДК верхний предел остаточной индукции не превышает 1,3 Тл. Поэтому из четырех рассматриваемых типоразмеров автомобильных генераторов заменить электромагнит генератора 94.3701 постоянным магнитом с идентичными магнитными характеристиками при внутреннем диаметре магнита, равном диаметру втулки, не представляется возможным, так как сплавов с остаточной индукцией 2,0 Тл не существует.

Приведенные в табл. 6.5 значения остаточной индукции магнитов, эквивалентных по магнитным свойствам электромагнитам генераторов Г 502, 37.3701 и 65.3701, могут быть обеспечены не только за счет применения сплавов ЮНДК. Не меньший уровень ее может быть достигнут заменой обмотки возбуждения сплавами постоянных магнитов на основе редкоземельных элементов (самария, неодима и др.). Эти сплавы характеризуются высокими значениями коэрцитивной силы H_c и практически линейной зависимостью B_m от H_m . Коэрцитивная сила самарийкобальтового сплава КС-37, например, в 4 раза больше коэрцитивной силы сплава ЮНДК35Т5 (см. рис. 6.21) и более чем в 12 раз превышает условную коэрцитивную силу эквивалентного постоянного магнита генератора Г 502. Еще большую коэрцитивную силу имеют сплавы Ne—Fe—В , одним из основных компонентов которых является неодим. Для выпускаемых отечественной промышленностью сплавов Ne—Fe—В она достигает 750 кА/м и более.

Достоинством сплава Ne—Fe—В является и достаточно высокие значения остаточной индукции. У сплавов, изготовленных для применения в электротехнических изделиях, в том числе и в электрических машинах, значения $B_r = 1 \div 1,05$ Тл, а у лучших образцов этих сплавов они достигают 1,2 Тл. Для сравнения следует отметить, что у самарийкобальтового сплава КС-37 значение $B_r = 0,77$ Тл, а у серийно выпускаемого ферритстронциевого сплава — около 0,4 Тл. Широко используемые в автотракторном электрооборудовании постоянные магниты — ферриты, изготавливаемые методом порошковой металлургии из смеси измельченных оксидов железа Fe_2O_3 и стронция SrO , вследствие относительно низкого уровня магнитной энергии $(BH)_{\max}$ и низких значений остаточной индукции не в состоянии обеспечить такой же уровень магнитных свойств индукторов, каким обладают индукторы генераторов с электромагнитным возбужде-

нием, а следовательно, их применение в автотракторных генераторах следует считать нецелесообразным.

На основании изложенного можно сделать следующие выводы.

1. При сопоставлении энергетических возможностей индукторов генераторов с различными системами возбуждения и разработке унифицированных методик их расчета целесообразно представлять электромагниты в виде их расчетных аналогов, а именно в виде эквивалентных им по магнитным свойствам постоянных магнитов, имеющих идентичную электромагнитам зависимость магнитного потока в нейтральном сечении от МДС, развиваемой ими во внешней магнитной цепи.

2. Каждый электромагнит, создающий поле возбуждения в генераторах, может быть представлен в ходе электромагнитных расчетов любым из множества эквивалентных ему по магнитным свойствам постоянных магнитов, отличающихся друг от друга размерами и магнитными свойствами (координатами кривых размагничивания). Наиболее низкими свойствами характеризуются эквивалентные магниты, занимающие всю внутреннюю полость индуктора, а самыми высокими свойствами — эквивалентные магниты, вписанные в габариты втулки.

3. Магнитные свойства электромагнитов индукторов автомобильных генераторов при условии полного заполнения ими внутренней полости когтеобразного индуктора находятся на уровне магнитных свойств их физических аналогов, изготовленных из сплавов постоянных магнитов с направленной кристаллизацией типа ЮНДК.

4. Замена в генераторах электромагнитов постоянными магнитами, имеющими идентичные эквивалентным магнитам кривые размагничивания, не гарантирует сохранение генератором мощности вследствие размещения рабочих точек постоянных магнитов не на спинке кривой размагничивания, а на прямой магнитного возврата.

5. Улучшение массогабаритных и энергетических показателей автомобильных генераторов посредством замены обмоток возбуждения в них постоянными магнитами может быть достигнуто применением сплавов постоянных магнитов с более высокими по сравнению с эквивалентными магнитами магнитными свойствами.

Конкретные данные об эффективности и целесообразности применения постоянных магнитов в автомобильных генераторах и замены ими обмоток возбуждения в штатных генераторах с электро-

магнитным возбуждением можно получить в результате совместного рассмотрения магнитных характеристик их индукторов с характеристиками внешней магнитной цепи.

Контрольные вопросы и задания

1. Перечислите и обоснуйте преимущества электрических машин с возбуждением от постоянных магнитов перед машинами с электромагнитным возбуждением.
2. В чем состоит основной недостаток электрических машин с постоянными магнитами и какими средствами добиваются его устранения?
3. Перечислите параметры, значениями которых задаются при выполнении проектных электромагнитных расчетов электрических машин вследствие ограниченного количества уравнений, связывающих электромагнитные параметры и размеры их магнитной цепи.
4. Какие расчетные операции выполняют в ходе электромагнитных расчетов электрических машин с электромагнитным возбуждением для реализации в них выбранных на стадии определения их главных размеров электромагнитных нагрузок?
5. Какими средствами добиваются реализации выбранных значений электромагнитных нагрузок в электрических машинах с возбуждением от постоянных магнитов?
6. Какие параметры, определяющие магнитные свойства сплавов постоянных магнитов, используются при проектировании электрических машин?
7. Какими средствами обеспечивают стабилизацию магнитных свойств постоянных магнитов?
8. Раскройте содержание понятий «продольная» и «поперечная» оси электрической машины.
9. Качественно оцените значения индуктивных сопротивлений по продольной и поперечной осям электрической машины при создании магнитного поля в ней обмоткой возбуждения и постоянными магнитами.
10. По каким признакам классифицируют сплавы постоянных магнитов?
11. Каким сплавам отдается предпочтение при проектировании электрических машин для систем электроснабжения и электропривода автономных объектов?
12. Какие характеристики магнитной цепи проектируемых машин используются для определения потокосцепления обмоток якоря?
13. Как изменятся размеры постоянных магнитов при использовании для создания поля возбуждения сплавов с более высокими значениями остаточной индукции?
14. Как изменятся размеры постоянных магнитов в случае применения для создания поля возбуждения сплавов с более высокими значениями коэрцитивной силы?

15. Запишите уравнение равновесия МДС в продольной оси машины.
16. Какие уравнения используют при определении высоты полюсов постоянных магнитов?
17. С какой целью при определении высоты постоянных магнитов используют диаграмму Blondеля?
18. Раскройте смысл понятия постоянного магнита, эквивалентного по своим магнитным свойствам конкретному электромагниту.
19. Как определяется коэрцитивная сила эквивалентного постоянного магнита?
20. Какие классификационные группы сплавов постоянных магнитов при замене входящих в них сплавов обмоток возбуждения способны обеспечить ту же мощность, машины, которую она развивала при электромагнитном возбуждении?
21. В чем состоит специфика расчета электрических машин с возбуждением от редкоземельных постоянных магнитов?

Приложение 1

Алгоритм расчета одноименно-полюсного индукторного генератора

Диаметр ротора задается выражением

$$D_p = 3 \sqrt[3]{\frac{4}{\pi} \frac{P \bar{V}_p}{\lambda_i}}, \quad (\text{П1.1})$$

где

$$\bar{V}_p = \frac{15 \sqrt{2}}{\pi^2} = \frac{k_E}{AB_{zc} k_{ис} k_c \alpha_z s n_p}. \quad (\text{П1.2})$$

На стадии проектного расчета коэффициент использования магнитного потока может быть определен из выражений (4.41) – (4.42).

Ширина зубцов ротора и статора рассчитывается по формуле

$$b_{zp} = b_{zc} = \frac{\pi D_p}{z_p} \alpha_z.$$

Высота зубцов ротора определяется из (4.39), а высота зубцов статора — из выражений (4.36) и (4.37).

Число витков в катушке w_k и фазе w_ϕ якоря определяется соотношениями:

$$w_k = \frac{\pi D_p A}{4 m q z_p I}; \quad w_\phi = 2 q z_p s w_k.$$

Для определения МДС F_z , приложенной к зубцовой зоне, используют уравнение

$$F_z = \frac{\Phi_{zc}}{\mu_0 l_i \lambda_\delta(\theta)} + H_z (h_{zc} + h_{zp}) + \sqrt{2} I w_k \sin \phi',$$

где Φ_{zc} — максимальный поток в зубцах; H_z — напряженность магнитного поля в зубцах при индукции B_{zc} ; θ — угол между максимумами магнитного потока и проводимости;

$$\Phi_{zc} = B_z = \frac{\pi D_p}{z_p} \alpha_z l_i k_c;$$

$$\theta = \arccos \frac{1 + x_{aq}^* \sin \varphi'}{\sqrt{1 + 2x_{aq}^* \sin \varphi' + x_{aq}^{*2}}};$$

$$\beta_0 = \frac{\lambda_0}{\lambda_{\max}}, \beta_2 = \frac{\lambda_2}{\lambda_{\max}};$$

$$\varphi' = \operatorname{arctg} \frac{z_H \sin \varphi + x_s}{z_H \cos \varphi + R_\Gamma};$$

λ_0, λ_2 — постоянная составляющая и вторая гармоника проводимости межзубцового пространства на длине зубцового деления статора; φ' — угол между током и внутренней ЭДС; z_H — полное сопротивление нагрузки; x_s, R_Γ — индуктивное и активное сопротивления обмоток якоря.

После определения МДС F_z необходимо уточнить значение коэффициента использования магнитного потока $k_{ис1}$, входящего в выражение (П1.2). Для этого строятся зависимости потока в зубце Φ_{zc} от угла поворота ротора α . Коэффициент $k_{ис1}$ определяется из выражения $k_{ис} = \Phi_1 / \Phi_{zc}$, где Φ_1 — первая гармоника потока в зубце. Если полученное значение коэффициента $k_{ис1}$ не совпадает с рассчитанным ранее, то необходимо повторить расчет генератора, задавшись вновь полученным значением коэффициента $k_{ис1}$.

Диаметр вала определяется из выражения (4.32), а толщина корпуса — из выражения

$$\Delta_k = \frac{\Phi_k}{B_k \pi (D_p + 2h_{zc} + 2h_{jc})},$$

где Φ_k — поток в корпусе генератора, $\Phi_k = mqZ_p(\Phi_{zc}(\theta) + \Phi_z(\pi + \theta)\sigma_B)$; $\Phi_{zc}(\theta), \Phi_z(\pi + \theta)$ — потоки при углах θ и $\pi + \theta$ между осевыми линиями зубцов ротора и статора; σ_B — коэффициент, учитывающий рассеяние магнитного потока, $\sigma_B = 1,05 \div 1,1$.

МДС возбуждения

$$F_{\text{о.в}} = sF_z + F_{\text{к}} + F_{\text{вал}},$$

где $F_{\text{к}}, F_{\text{вал}}$ — падение МДС в корпусе и вале;

$$F_{\text{к}} = H_{\text{к}} \left[\frac{s}{2} \lambda_i D_{\text{р}} + l_{\text{в}} + \frac{\pi D_{\text{р}}}{z_{\text{р}}} (1 - \alpha_z) \right];$$

$$F_{\text{вал}} = H_{\text{вал}} \left[\frac{s}{2} \lambda_i D_{\text{р}} + l_{\text{в}} + \frac{\pi D_{\text{р}}}{z_{\text{р}}} (1 - \alpha_z) \right];$$

$H_{\text{к}}, H_{\text{вал}}$ — напряженность магнитного поля в корпусе и вале при индукциях $B_{\text{к}}$ и $B_{\text{вал}}$ соответственно; $l_{\text{в}}$ — длина обмотки возбуждения,

$$l_{\text{в}} = \frac{F_{\text{в}}}{j_{\text{в}} k_{\text{ип}} (h_{\text{зс}} + h_{\text{жс}})},$$

$k_{\text{ип}}$ — коэффициент заполнения паза под обмотку возбуждения медью.

Приложение 2

Характеристики выпрямительных блоков

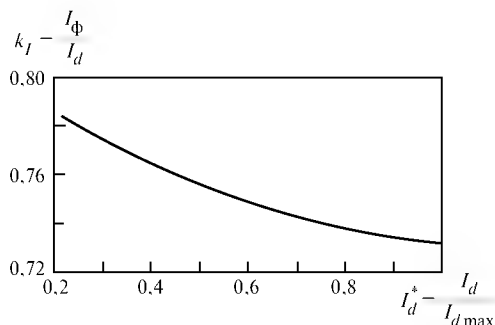


Рис. П2.1. Зависимость коэффициента выпрямления K_I от относительного значения выпрямленного тока I_d при соединении фаз в звезду (при $k_{I\Delta} = k_{I\Lambda} / \sqrt{3}$)
соединении фаз в треугольник

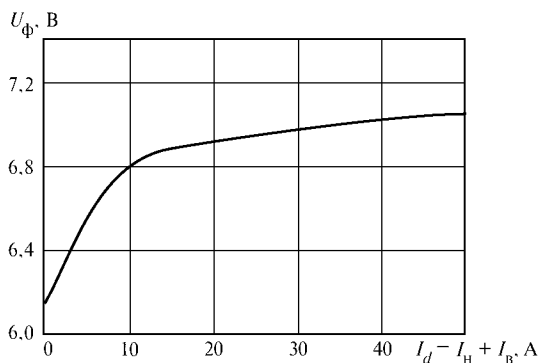


Рис. П2.2. Зависимость действующего значения фазного напряжения от среднего выпрямленного значения тока I_d при $U_d = 14$ В для выпрямительного блока типа ВБГ-2А (при соединении фаз в звезду)

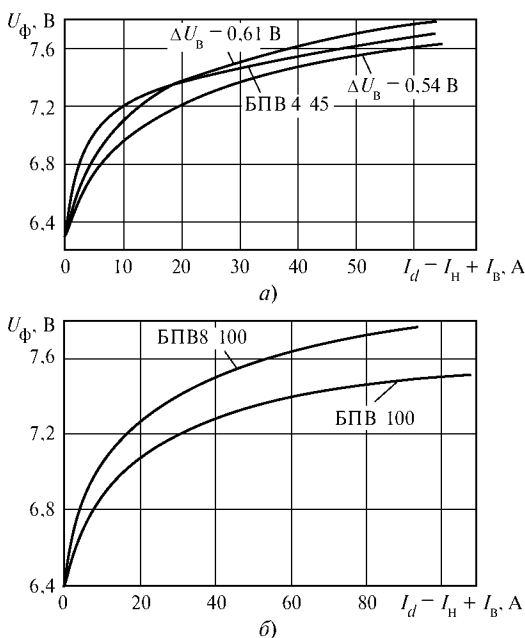


Рис. П2.3. Зависимости действующего значения фазного напряжения от средне-выпрямленного значения тока I_d при $U_d = 14$ В для выпрямительных блоков типа БПВ при соединении фаз в звезду:

а — выпрямительный блок типа БПВ4-45; *б* — выпрямительный блок типа БПВ8-100, БПВ-100

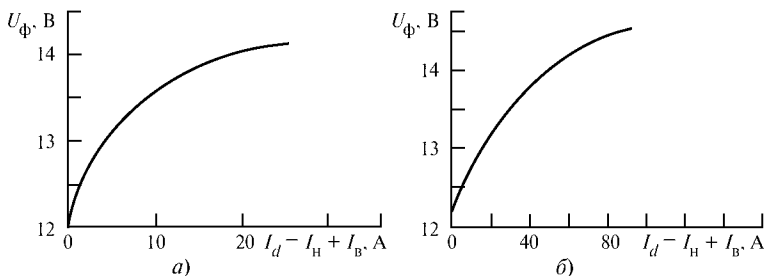


Рис. П2.4. Зависимости действующего значения фазного напряжения от средне-выпрямленного значения тока I_d при $U_d = 28$ В для выпрямительных блоков типа БПВ при соединении фаз в звезду:

а — выпрямительный блок типа БПВ4-45; *б* — выпрямительный блок типа БПВ8-100

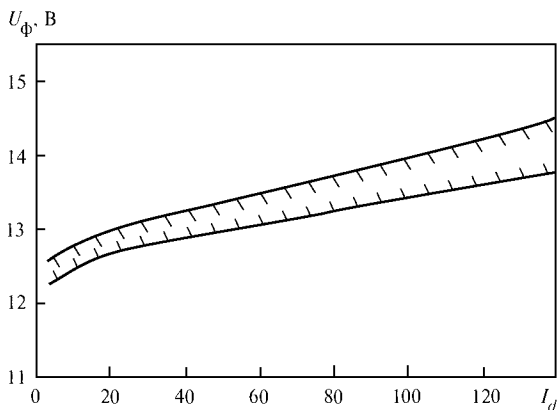


Рис. П2.5. Зависимости действующего значения фазного напряжения от средне-выпрямленного значения тока I_d при $U_d = 28$ В, $P_d > 1000$ Вт при соединении фаз в звезду:

верхняя граница зоны разброса U_ϕ соответствует вентилям, имеющим прямое падение напряжения $\Delta U = 0,8 \div 0,9$ В; нижняя граница зоны разброса U_ϕ соответствует вентилям, имеющим прямое падение напряжения $\Delta U = 0,3 \div 0,4$ В

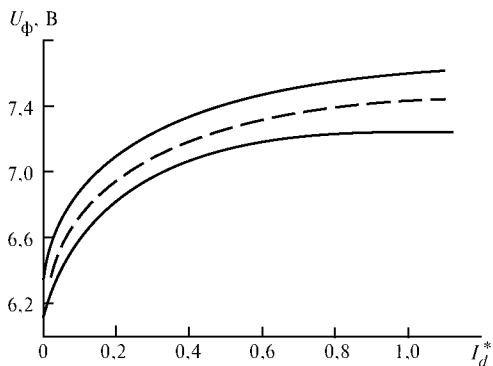


Рис. П2.6. Зависимости действующего значения фазного напряжения от относительного значения выпрямленного тока I_d^* при $U_d = 14$ В, $P \leq 900$ Вт при соединении фаз в звезду

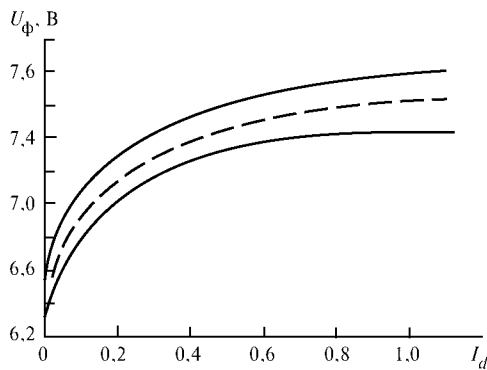


Рис. П2.7. Зависимости действующего значения фазного напряжения от относительного значения выпрямленного тока I_d^* при $U_d = 14$ В, $P > 900$ Вт при соединении фаз в звезду

Приложение 3

Магнитные свойства материалов магнитопроводов

Таблица ПЗ.2

Литая сталь, толстые листы (Ст3), поковки

В, Тл	В, Тл									
	0	0,01	0,02	0,03	0,04	0,05	0,06	0,07	0,08	0,09
H, А/м										
0	0	8	16	24	32	40	48	56	64	72
0,1	80	88	96	104	112	120	128	136	144	152
0,2	160	168	176	184	192	200	208	216	224	232
0,3	240	248	250	264	272	280	288	296	304	312
0,4	320	328	336	344	352	360	368	376	384	392
0,5	400	404	417	426	434	443	452	461	470	479
0,6	488	497	506	516	525	535	544	554	564	574
0,7	584	593	603	613	623	632	642	652	662	672
0,8	682	693	703	724	734	745	755	766	776	787
0,9	798	810	823	835	848	850	873	885	898	911
1,0	924	938	953	969	986	1004	1022	1039	1056	1073
1,1	1090	1108	1127	1147	1167	1187	1207	1227	1248	1269
1,2	1290	1315	1340	1370	1400	1430	1460	1490	1520	1555
1,3	1590	1630	1670	1720	1760	1810	1860	1920	1970	2030
1,4	2090	2160	2230	2300	2370	1440	2530	2620	2710	2800
1,5	2890	2990	3100	3210	3320	3430	3560	3700	3830	3960
1,6	4100	4250	4400	4550	4700	4870	5000	5150	5300	5500

Таблица ПЗ.2

Листовая сталь (Ст3) толщиной 1—2 мм (для полюсов)

В, Тл	В, Тл									
	0	0,01	0,02	0,03	0,04	0,05	0,06	0,07	0,08	0,09
	H, А/м									
0,1	100	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0,2	140	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0,3	180	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0,4	210	—	—	—	—	—	—	—	—	—
0,5	250	—	—	—	—	275	—	—	—	—
0,6	295	—	—	—	—	320	—	—	—	—
0,7	345	—	—	—	—	375	—	—	—	—
0,8	405	—	—	—	—	440	—	—	—	—
0,9	480	490	495	505	510	520	530	540	550	560
1,0	570	582	595	607	615	630	642	655	665	680
1,1	690	703	720	731	748	760	775	790	808	825
1,2	845	860	880	900	920	940	960	992	1015	1045
1,3	1080	1112	1145	1175	1210	1260	1300	1350	1393	1450
1,4	1490	1530	1595	1645	1700	1750	1835	1920	2010	2110
1,5	2270	2450	2560	2710	2880	3050	3200	3400	3650	3750
1,6	4000	4250	4500	4750	5000	5250	5580	5950	6230	6600
1,7	7050	7530	7950	8400	8850	9320	9800	10 300	10 800	11 400
1,8	11 900	12 400	1300	13 500	14 100	14 800	15 600	16 200	17 000	17 800
1,9	18 800	19 700	20 700	21 500	22 600	23 500	24 500	25 600	26 500	27 500
2,0	29 000	30 200	31 500	32 800	34 200	36 100	38 000	—	—	—

Таблица ПЗ.3

Кривая намагничивания стали 10

В, Тл	В, Тл									
	0	0,01	0,02	0,03	0,04	0,05	0,06	0,07	0,08	0,09
	H, А/м									
0,4	220	220	230	240	250	260	260	270	280	290
0,5	290	300	310	310	320	330	340	340	350	360
0,6	370	370	380	390	400	410	420	420	430	440
0,7	450	460	470	480	490	500	510	520	530	540
0,8	550	560	570	580	590	600	610	620	630	650
0,9	660	670	680	700	710	730	740	750	770	780
1,0	800	810	830	840	860	870	880	900	920	930
1,1	950	960	970	990	1010	1030	1040	1060	1080	110
1,2	1120	1130	1150	1170	1190	1210	1230	1250	1270	1280
1,3	1300	1320	1350	1370	1400	1430	1450	1480	1520	1550
1,4	1580	1620	1650	1690	1730	1770	1800	1850	1900	1950
1,5	2000	2100	2200	2300	2400	2500	2600	2700	2800	2900
1,6	3000	3100	3250	3350	3450	3500	3600	3700	3900	4000
1,7	4200	4300	4450	4600	4800	5000	5400	5800	6200	6600
1,8	7000	7400	8000	8600	9000	9600	10 400	11 000	11 600	12 000
1,9	13 200	14 000	14 600	15 600	16 200	17 000	18 000	19 000	20 000	21 000
2,0	22 000	23 000	24 000	26 000	28 000	30 000	32 000	34 000	36 000	38 000
2,1	40 000	42 000	44 000	46 000	48 000	50 000	54 000	58 000	62 000	65 000
2,2	67 500	72 000	76 000	80 000	90 000	100 000	104 000	108 000	115 000	125 000

Таблица ПЗ.4

Кривая намагничивания стали 30ХГСА

В, Тл	В, Тл									
	0	0,01	0,02	0,03	0,04	0,05	0,06	0,07	0,08	0,09
	H, А/м									
0,5	900	906	912	918	924	930	936	942	948	954
0,6	960	966	972	978	984	990	996	1002	1008	1014
0,7	1020	1026	1032	1040	1044	1050	1056	1062	1068	1074
0,8	1080	1087	1094	1101	1108	1115	1122	1129	1136	1143
0,9	1150	1157	1164	1171	1178	1185	1192	1199	1206	1213
1,0	1220	1227	1234	1242	1250	1258	1266	1272	1280	1290
1,1	1300	1310	1320	1330	1340	1350	1360	1370	1380	1390
1,2	1400	1420	1440	1460	1480	1500	1520	1550	1580	1610
1,3	1640	1670	1710	1750	1790	1840	1890	1940	2000	2060
1,4	2120	2190	2260	2340	2430	2520	2610	2700	2800	2900
1,5	3000	3150	3300	3500	3710	3950	4200	4450	4700	5000
1,6	5300	5800	6300	6800	7300	7800	8300	8900	9600	10 300
1,7	11 000	—	—	—	—	—	—	—	—	—

Таблица ПЗ.5

Кривая намагничивания стали 108.80

В, Тл	В, Тл									
	0	0,01	0,02	0,03	0,04	0,05	0,06	0,07	0,08	0,09
	H, А/м									
0	0,00	0,08	0,17	0,23	0,30	0,34	0,38	0,43	0,48	0,51
0,1	0,55	0,59	0,63	0,67	0,72	0,76	0,80	0,84	0,89	0,93
0,2	0,97	1,01	1,05	1,08	1,12	1,14	1,17	1,20	1,23	1,26
0,3	1,29	1,32	1,36	1,39	1,43	1,46	1,49	1,51	1,54	1,57

Окончание табл. ПЗ.5

В, Тл	В, Тл									
	0	0,01	0,02	0,03	0,04	0,05	0,06	0,07	0,08	0,09
	H, А/м									
0,4	1,60	1,63	1,66	1,68	1,71	1,73	1,76	1,78	1,81	1,84
0,5	1,87	1,89	1,92	1,95	1,98	2,00	2,03	2,06	2,09	2,12
0,6	2,15	2,18	2,22	2,26	2,30	2,34	2,39	2,44	2,49	2,55
0,7	1,61	2,68	2,75	2,82	2,89	2,95	3,02	3,09	3,16	3,24
0,8	3,32	3,40	3,48	3,55	3,63	3,71	3,79	3,87	3,95	4,03
0,9	4,12	4,21	4,30	4,39	4,48	4,57	4,67	4,76	4,85	4,94
1,0	5,03	5,11	5,20	5,29	5,38	5,46	5,55	5,64	5,73	5,82
1,1	5,92	6,02	6,12	6,22	6,32	6,42	6,52	6,62	6,72	6,82
1,2	6,92	7,02	7,12	7,22	7,32	7,42	7,52	7,61	7,70	7,80
1,3	7,90	8,01	8,22	8,22	8,32	8,41	8,50	8,60	8,70	8,80
1,4	8,90	9,00	9,21	9,21	9,32	9,42	9,52	9,62	9,73	9,84
1,5	9,90	11,00	11,60	12,40	13,20	14,20	15,20	16,60	17,80	19,80
1,6	20,90	22,50	24,20	26,40	28,80	31,0	34,0	37,0	39,80	42,60
1,7	46,00	49,00	52,0	57,0	62,0	67,0	72,0	77,0	82,0	87,0
1,8	92,00	98,0	105	111	118	125	132	138	145	152
1,9	160	168	177	186	195	203	212	220	229	239
2,0	250	260	270	281	295	303	314	326	338	351
2,1	365	380	395	410	425	440	455	460	485	500

Листовая электрическая сталь 1211, 1212, 1311

В, Тл	В, Тл									
	H, А/м									
	0	0,01	0,02	0,03	0,04	0,05	0,06	0,07	0,08	0,09
0,4	140	143	146	149	152	153	158	161	164	167
0,5	171	175	179	183	187	191	195	199	203	207
0,6	211	216	221	226	231	236	241	246	251	256
0,7	261	266	271	276	281	287	293	299	306	312
0,8	318	324	330	337	344	352	360	369	378	387
0,9	397	407	417	427	437	447	458	469	480	491
1,0	502	514	527	541	555	570	585	600	615	631
1,1	647	664	682	701	720	739	859	779	800	821
1,2	843	866	891	918	946	976	1010	1040	1070	1100
1,3	1140	1180	1220	1260	1300	1340	1380	1430	1480	1530
1,4	1580	1640	1710	1780	1860	1950	2050	2150	2260	2380
1,5	2500	2640	2790	2950	3110	3280	3460	3660	3880	4120
1,6	4370	4630	4910	5220	5530	5880	6230	6600	6980	7370
1,7	7780	8200	8630	9070	9630	10100	10600	11100	11600	12200
1,8	12800	13400	14200	14600	15200	15900	16600	17300	18000	18800
1,9	19700	20600	21600	22600	23600	24600	25600	26800	28200	29600
2,0	31000	32500	34300	36500	39000	42000	45500	49500	54500	59500
2,1	65500	72500	80000	88000	96000	104000	112000	120000	128000	136000
2,2	144000	152000	160000	168000	176000	184000	192000	200000	208000	216000
2,3	224000	232000	240000	248000	256000	264000	272000	280000	288000	296000
2,4	304000	312000	320000	328000	336000	344000	352000	360000	368000	376000
2,5	384000	392000	400000	408000	416000	424000	432000	440000	448000	456000

Примечание. Для индукции свыше 2,15 Тл кривая намагничивания выражается уравнением $B = 2,0200 + 1,256H \cdot 10^{-6}$.

Таблица П3.7

Листовая электрическая сталь марок 1511, 1512, 1513 (высоколегированная)

В, Тл	В, Тл									
	H, А/м									
	0	0,01	0,02	0,03	0,04	0,05	0,06	0,07	0,08	0,09
0,4	96	97	98	99	100	102	104	106	108	111
0,5	114	117	120	123	126	129	132	136	140	144
0,6	148	152	156	160	164	168	172	177	182	187
0,7	192	197	202	208	214	220	226	233	240	247
0,8	254	261	268	275	282	289	296	303	310	317
0,9	325	333	341	349	358	367	376	385	394	404
1,0	414	424	435	446	458	470	483	496	510	524
1,1	538	553	569	586	604	623	643	664	685	707
1,2	730	754	780	810	840	870	900	940	980	1030
1,3	1080	1140	1200	1270	1340	1410	1490	1590	1600	1720
1,4	1940	2060	2200	2340	2500	2700	2920	3140	3370	3600
1,5	3850	4060	4290	4520	4760	5000	5300	5650	6000	6350
1,6	6700	7100	7600	8100	8650	9300	10 000	10 700	11 400	12 200
1,7	13 000	14 000	15 000	16 000	17 000	18 000	19 000	20 000	21 000	22 000
1,8	23 000	24 000	25 000	26 000	27 000	28 000	29 000	30 000	31 200	32 500
1,9	34 000	35 500	37 000	38 500	40 500	42 500	45 000	51 000	57 000	63 000
2,0	70 000	77 000	84 500	92 000	100 000	108 000	116 000	124 000	138 000	140 000
2,1	148 000	156 000	164 000	172 000	180 000	188 000	196 000	204 000	212 000	220 000
2,2	228 000	236 000	244 000	252 000	260 000	268 000	276 000	284 000	292 000	300 000

Примечание. Для индукции свыше 2,06 Тл кривая намагничивания выражается уравнением $B = 1,9140 + 1,256H \cdot 10^{-6}$.

Таблица П.3.8

Основная кривая намагничивания стали 2411

В, Тл	В, Тл									
	0	0,01	0,02	0,03	0,04	0,05	0,06	0,07	0,08	0,09
	H, А/м									
0,4	67	68	69	70	71	72	73	74	75	76
0,5	77	78	79	80	81	83	84	86	75	89
0,6	90	92	94	96	97	99	101	103	105	107
0,7	109	111	113	115	117	119	122	124	127	130
0,8	133	135	138	141	144	147	150	154	158	162
0,9	166	170	174	179	184	187	194	199	205	211
1,0	217	223	230	237	244	252	260	269	277	286
1,1	295	304	314	324	334	344	355	366	377	388
1,2	399	411	423	435	447	460	473	486	500	540
1,3	585	630	680	735	795	860	930	1000	1070	1150
1,4	1230	1320	1420	1520	1630	1750	1870	2010	2160	2320
1,5	2500	2680	2870	3080	3300	3540	3800	4090	4380	4700
1,6	5000	5380	5760	6200	6650	7120	7650	8200	8800	9400
1,7	10 000	10 500	11 000	11 500	12 000	12 500	13 100	13 700	14 300	14 900
1,8	15 600	16 200	16 800	17 500	18 300	19 100	20 000	20 900	21 900	22 900
1,9	23 900	25 000	26 200	27 400	28 700	30 000	32 000	36 000	42 000	50 000
2,0	59 000	68 000	77 000	86 000	95 000	104 000	113 000	122 000	131 000	140 000
2,1	149 000	158 000	167 000	176 000	185 000	194 000	203 000	212 000	221 000	230 000
2,2	239 000	248 000	257 000	266 000	275 000	284 000	293 000	302 000	311 000	320 000
2,3	32 000	333 800	347 000	356 000	365 000	374 000	383 000	392 000	401 000	410 000
2,4	419 000	428 000	437 000	446 000	455 000	464 000	473 000	482 000	491 000	500 000

Приложение 4

Магнитные свойства постоянных магнитов

Таблица П4.1

Основные магнитные параметры магнитотвердых материалов типа ЮНДК

Торговая марка	Марка материала	B_r , Тл	H_{CB} , кА/м	H_{CM} , кА/м	$(BH)_{max}$, кДж/м ³	ТКИ*, %/°C	$T_{раб\ max}$, °C	ρ , г/см ³	Фирма-изготовитель
Литые									
LNG12	Al—Ni—Co	0,72	45	47	12,4	−0,03	450	7,0	X-MAG, INC (Китай)
LNGT18		0,58	100	106	18	−0,02	525	7,3	
LNG52		1,3	56	56	52				
LNGT72		1,05	112	120	72	−0,025	550		
Alcomax	Al—Ni—Co	1,26	52	53	43	−0,02	550	7,3	MSS Lim. (Англия)
AlNiCo 8	Al—Ni—Co	0,8	131	110	40	−0,025	550	7,3	MMC (США)
AlNiCo5—7		1,35	59	59	60	−0,02	525		
AlNiCo 9		1,05	119	112	72	−0,025	550		
МП-ЮНДК 12	ЮНДК 12	0,55	40	—	9,0	—	—	—	ЗАО «Электро-контакт» (Россия)
МП-ЮНДК 12Т	ЮНДК 12Т	0,6	44		9,4				
МП-ЮНДК 38Т7,5	ЮНДК 38Т7,5	0,7	132		16,5				
МП-ЮНДК 24Т	ЮНДК 24Т	0,95	44		21				
МП-ЮНДК 35Т5	ЮНДК 35Т5	0,75	80		24				
МП-ЮНДК 35Т5А	ЮНДК 35Т5А	0,8	100		30				

Окончание табл. П4.1

Торговая марка	Марка материала	B_r , Тл	H_{CB} , кА/м	H_{CM} , кА/м	$(BH)_{max}$, кДж/м ³	ТКИ*, %/°C	$T_{раб\ max}$, °C	ρ , г/см ³	Фирма-изготовитель
ЛИМ 7.2/40	ЮНД 4	$> 0,5$	> 40	—	$> 7,2$	—	450	6,9	ОАО НПО
ЛИМ 16/52	ЮНДКИ	$0,55—0,9$	$48—55$		$12,0—19,4$			7,1	«Магнетон»
ЛИМ 36/106	ЮНДК Т5	$0,75—0,9$	$92—120$		$28,0—44,0$		550	7,3	(Россия)
ЛИМ 40/46	ЮНДК	$1,11—1,25$	$40—52$		$36,0—44,0$		500	7,3	
ЛИМ 58/53	ЮНДК БА	$1,25—1,4$	$44—62$		$56,0—60,0$			7,3	
ЛИМ 80/115	ЮНДК Т5БА	$1,0—1,1$	$110—120$		$72,0—88,0$		550	7,3	
ЛИМ 84/118	ЮНДК Т5АА	$1,05—1,1$	$115—120$		$80,0—88,0$			7,3	
Металлокерамические									
FLNG14	Al—Ni—Co	0,71	52	54	14	—0,02	450	7,0	X-MAG, INC (Китай)
FLNGT18		0,65	82	87	18		525		
FLNG34		1,12	48	50	34	—0,016		7,15	
FLNGT36J		0,7	143	148	36	—0,011		7,1	
FLNGT44		0,9	125	130	44			7,25	
AINiCo 2	Al—Ni—Co	0,71	44	48	12	—0,014	—	7,0	MMC (США)
AINiCo 5		1,05	47	51	31,2	—0,016		7,2	
AINiCo 8		0,8	123	120	32	—0,02			

* ТКИ — температурный коэффициент индукции.

Таблица П4.2

Физические и механические свойства литых магнитотвердых материалов на основе ЮНДК
по данным ОАО НПО «Магнетон» г. Владимир

Наименование параметра	ЛМ 7,2/40	ЛМ 16/52	ЛМ 40/46	ЛМ 36/106	ЛМ 58/53	ЛМ 80/115	ЛМ 84/118
Температура Кюри, °С	760	815	890	860	890	860	860
Коэффициент обратной температурной индукции вблизи $(BH)_{\max}$, %/°С	-0,025	-0,02	-0,018	-0,01	-0,015	-0,01	0,001
Удельное электрическое сопротивление, Ом · м · 10 ⁻⁶ при 20 °С	60	65	47	54	47	53	54
Коэффициент теплового расширения α , 10 ⁻⁶ /°С	0,33	0,32	0,29	0,28	0,29	0,28	0,28
Предел прочности на растяжение, МПа	82,7	20,7	37,2	68,9	34,5	48,2	69,0
Твердость по HRC	45	45	50	55	50	55	55

Таблица П4.3

Основные магнитные параметры ферритов

Торговая марка	Марка материала	B_r , Тл	H_{cB} , кА/м	H_{cM} , кА/м	$(BH)_{max}$, кДж/м ³	ОТКИ, %/°C	$T_{раб\ max}$, °C	ρ , г/см ³	Фирма-изготовитель
Y10T	—	>0,2	128—160	—	6,4—9,6	—	—	—	X-MAG, INC. (Китай)
Y25		0,35—0,39	152—208		22,3—22,5				
Y35		0,4—0,44	176—224		30,3—33,4				
FER1	—	0,22	136	220	8	—0,19	250	4,8	MSS Lim. (Англия)
FLEX II		0,23	159	222	9,5		75	3,7	
FER1		0,37	240	260	26		250	4,9	
FER2	—	0,4	160	185	28	—	—	5,0	MMC (США)
1A		0,2—0,235	135—160	210—250	7,1—9,0				
4B		0,39—0,41	200—240	224—254	29,0—31,8				
5N	—	0,43—0,45	215—239	217—241	35,1—38,3	—	250	4,5—5,1	ЗАО «Электро- контакт» (Россия)
4БИ145		0,17	95	145	4				
6БИ240		0,19	125	240	6				
7БИ215	—	0,21	125	215	6,5	—	250	4,5—5,1	ЗАО «Электро- контакт» (Россия)
7БИ250		0,21	129	250	7				
7БИ300		0,2	135	300	15				
15БА300	—	0,3	200	300	15	—	250	4,5—5,1	ЗАО «Электро- контакт» (Россия)

Продолжение табл. П4.3

Торговая марка	Марка материала	B_r , Тл	H_{CB} , кА/м	H_{CM} , кА/м	$(BH)_{max}$, кДж/м ³	ОТКИ, %/°C	$T_{раб\ max}$, °C	ρ , г/см ³	Фирма-изготовитель
16БА190	—	0,3	185	190	16	—	250	4,5—5,1	ЗАО «Электро-контакт» (Россия)
22БА220		0,36	215	220	22				
24БА210		0,37	205	210	24				
25БА150		0,38	145	150	25				
25БА170	—	0,37	165	179	—	—	250	4,5—5,1	ЗАО «Электро-контакт» (Россия)
24СА190			185	190	24				
24СА200			195	200	24				
24СА230			220	230	27				
27СА240		220	240						
28СА250		0,39	240	250	28				
ФМ6/240	6СИ240	> 0,19	> 125	> 240	> 6	—	250	4,5—5,1	ОАО НПО «Магнетон» (Россия)
ФМ18/220	18СА220	> 0,33	> 210	> 220	> 18				
ФМ25/240	18СА220	> 0,37	> 230	> 240	> 25				
ФМ28/250	28СА250	> 0,39	> 240	> 250	> 28				
ФМ31/260	31СА260	> 0,41	> 250	> 260	> 31				

Окончание табл. П4.3

Торговая марка	Марка материала	B_r , Тл	H_{CB} , кА/м	H_{CM} , кА/м	$(BH)_{max}$, кДж/м ³	ОТКИ, %/°C	$T_{раб\ max}$, °C	ρ , г/см ³	Фирма-изготовитель
7БА215	—	0,21	125	215	6,5	—	250	4,5—5,1	Ferrite Domen Co. (Россия)
15БА300		0,30	200	300	15				
22БА220		0,36	215	220	22				
25БА170		0,38	165	170	25				
21СА320		0,34	240	320	21				
28СА250		0,39	240	250	28				
30СА270		0,40	260	460	30				

Таблица П4.4
Основные магнитные свойства магнитоотвердных материалов на основе редкоземельных элементов

Торговая марка	Марка материала	B_r , Тл	H_{CB} , кА/м	H_{CM} , кА/м	$(BH)_{\max}$, кДж/м ³	ОТКИ, %/°C	$T_{\text{раб max}}$, °C	ρ , г/см ³	Фирма-изготовитель
SmCo18	—	0,8—0,93	637	1432	143	—0,05	250	8,2	X-MAG, INC. (Китай)
SmCo24		0,98—1,08	676	1432	191	—0,03	320	8,4	
SmCo28		1,03—1,13	756	1432	223			8,5	
SmCo27		1,0—1,1	436	485	207			8,4	
SmCo30		1,1—1,2	478	524	239			8,5	
N45	NdFeB	1,34	955	> 955	344—368	—0,12	80	7,5	MSS Lim. (Англия)
N33M		1,17	876	> 1114	256—272		100	7,45	
N40H		1,27	970	> 1353	312—328	—0,11	120	7,5	
N38SH		1,27	940	> 1592	287—310		150		
N33UH		1,15	868	> 1990	255—271	—0,1	180		
N28EH		1,06	796	> 1990	215—239				
1:5	SmCo ₅	0,85	600	1200	145	—0,042	250	8,3	MSS Lim. (Англия)
2:17	Sm ₂ Co ₁₇	1,0	600	800	190	—0,032	300	8,4	
N33	NdFeB	1,12	840	955	265	—0,12	80	7,4	
N33SH		1,12	840	1590	265	—0,1	150		
N35SH		1,18	880	1590	280				
N38H		1,22	910	1350	306	—0,12	120	7,5	
N40		1,26	960	1114	322		80		
N48		1,4	960	1114	385			7,6	

Продолжение табл. П4.4

Торговая марка	Марка материала	B_r , Тл	H_{cB} , кА/м	H_{cM} , кА/м	$(BH)_{\max}$, кДж/м ³	ОТКИ, %/°C	$T_{\text{раб max}}$, °C	ρ , г/см ³	Фирма-изготовитель	
140/175w	SmCo ₅	0,88	690	2000	155	-0,042	350	8,3	MS (Германия)	
160/175h		0,925	710	2000	170					
175/160w	Sm ₂ Co ₁₇	1,01	730	2000	200	-0,03				
190/160h		1,06	790	2000	215					
240/95w	NdFeB	1,2	890	1100	265	-0,12	110	7,5		
225/125w		1,17	870	1360	255	-0,1	130			
200/175w	—	1,1	840	1900	230	—	160	7,6		
270/95h		1,28	955	1100	320	-0,12	110	7,5		
255/125h		1,24	940	1360	295	-0,1	130			
230/175h		1,19	925	1900	275		160	7,6		
SmCo ₅ 16	SmCo ₅	0,8	640	1590	130	-0,05	250	8,4	MMC (США)	
SmCo ₅ 22		0,95	720	1510	178,8					
Sm ₂ Co ₁₇ 24	Sm ₂ Co ₁₇	1,0	760	1590	195	-0,03	300	8,3		
Sm ₂ Co ₁₇ 28		1,1	824	1590	227,5					
Sm ₂ Co ₁₇ 30		1,15	560	636	243,8					
N45	NdFeB	1,35	> 880	> 960	349—374	-0,12	80	7,4—7,5		MMC (США)
N33M		1,15	> 840	> 1120	252—268		100			

Продолжение табл. П4.4

Торговая марка	Марка материала	B_r , Тл	H_{cB} , кА/м	H_{cM} , кА/м	$(BH)_{\max}$, кДж/м ³	ОТКИ, %/°C	$T_{\text{раб max}}$, °C	ρ , г/см ³	Фирма-изготовитель
N40H	NdFeB	1,27	> 928	> 1360	309—333	-0,11	120	7,4—7,5	ММС (США)
N38SH		1,23	> 912	> 1600	293—317		150		
N33UH		1,15	> 856	> 2000	252—276		180		
N28EH		1,06	> 784	> 2400	211—236		200		
ПМКС37-120	—	0,75	520	1200	112—144	-(0,05—0,055)	200	8,3—8,55	ЗАО «Элмат-ПМ» (Россия)
ПМКС37-150		0,85	600	1200	144—168				
ПМКС25-200		1,0	720	960	192—216		250		
ПМКС25-220		1,1	760	960	216—248				
ПМН36Б-200	NdFeB	1,0	720	800	192—216	-(0,1—0,122)	150	7,3—7,55	ЗАО «Элмат-ПМ» (Россия)
ПМН36Б-240		1,1	760	800	232—256				
ПМН35Б-280		1,2	780	800	264—296				
ПМН36 ДБ-180К		0,95	700	1120	176—200				

Продолжение табл. П4.4

Торговая марка	Марка материала	B_r , Тл	H_{cB} , кА/м	H_{cM} , кА/м	$(BH)_{\max}$, кДж/м ³	ОТКИ, %/°C	$T_{\text{раб max}}$, °C	ρ , г/см ³	Фирма-изготовитель
ПМН35 ДБ-260К	NdFeB	1,15	860	1120	248—280	—(0,1—0,122)	150	7,3—7,55	ЗАО «Элмат-ПМ» (Россия)
ПМНД 36Б-160КК		0,9	660	1440	152—176				
ПМНД 36Б-200КК		1,0	740	1440	192—216				
ПМНД 35Б-240КК		1,1	820	1440	232—256				
СМ130/1000	SmCo ₅	> 0,82	> 560	> 1000	> 1000		—	250	—
СМ150/900	Sm ₂ Co ₁₇	> 0,98	> 710	> 900	> 900	300			
НМ285/850	NdFeB	1,25—1,3	> 850	850—1000	> 285	—	80	—	
НМ240/1200		> 1,05	> 750	> 1200	> 240		100		
НМ270/1150		1,2—1,25	>900	1150—1250	> 270				
НМ240/1400		> 1,05	> 750	> 1400	> 240		120		
НМ245/1360		1,15—1,22	> 850	1360—1440	> 245				

Продолжение табл. П4.4

Торговая марка	Марка материала	B_r , Тл	H_{cB} , кА/м	H_{cM} , кА/м	$(BH)_{\max}$, кДж/м ³	ОТКИ, %/°C	$T_{\text{раб max}}$, °C	ρ , г/см ³	Фирма-изготовитель
HM240/1440	NdFeB	1,1—1,15	> 800	1440—1600	> 240	—	150	—	ОАО НПО «Магнетон» (Россия)
HM200/1800		1,04—1,08	> 800	1800—2000	> 200		160		
E-28	NdFeB	1,0—1,1	640—960	—	200—240	—	—	—	ООО «Эрга» (Россия)
E-30		1,1—1,16	960—1280		240—256				
E-33		1,15—1,2	1440—1760		256—288				
МАЕР 36ML	NdFeB	1,20—1,24	690—720	> 690	290—300	-0,1	—	—	ООО НПК «ММТ» (Россия)
МАЕР 35ML		1,16—1,20	900—930	> 960	280—290				
МАЕР 26HSs	—	1,04—1,08	800—830	> 1440	205—225	-0,06			
МАЕР 26HL		1,06—1,14	820—880	> 1750	205—225	-0,1			
МАЕР 30Als		1,12—1,16	860—900	> 1600	260—270				
МАЕР 28HLs		1,10—1,14	850—880	> 2000	240—260				

Окончание табл. П4.4

Торговая марка	Марка материала	B_r , Тл	H_{cB} , кА/м	H_{cM} , кА/м	$(BH)_{\max}$, кДж/м ³	ОТКИ, %/°C	$T_{\text{раб max}}$, °C	ρ , г/см ³	Фирма-изготовитель
Нм32РА	NdFeB	1,25	800	900	300	—	100	—	НПП «ВНИИЭМ» (Россия)
Нм28Ди4Р		1,2	850	1200	260	-0,1	130		
Нм30Ди6Р		1,05	750	1600	210	—	120		
Нм32Ди4р		1,1	800	1450	230	-0,1	150		
Нм25Ди8Р		1,0—1,05	770	1800—2400	210		180		

Таблица П4.5

Основные магнитные параметры интерметаллических соединений редкоземельных материалов типа Sm—Co

Марка материала	Остаточная индукция B_r , Тл	Коэрцитивная сила по индукции H_{CB} , кА/м	Коэрцитивная сила по намагнитченности H_{CM} , кА/м	Максимальное произведение $(BH)_{max}$, кДж/м ³
КС25ДЦ-150	0,90	690	900	150
КС25ДЦ-175	0,94	700	900	175
КС25ДЦ-190	0,98	710	900	190
КС25ДЦ-210	1,02	740	900	210
КС25ДЦ-225	1,06	760	900	225
КС25ДЦ-240	1,10	780	900	240
КС36А	0,9	660	900	160
КС37	0,77	540	1300	110
КС37А	0,82	560	1060	130
КС25ЭГ	0,68	510	1030	90
КС27ЭГ	0,72	550	1030	105
КММ37	0,57	425	630	65
КС10ММ27	0,64	470	720	80
КС20ММ17	0,7	520	960	95
КС25ММ12	0,73	580	1275	110

Примечание. Параметры приведены согласно ГОСТ 21559—76 с учетом дополнений и изменений, введенных 01.07.87 г.

Таблица П4.6

Основные параметры магнитопластов

Торговая марка	Магнитный наполнитель	B_r , Тл	$H_{сб}$, кА/м	$H_{сМ}$, кА/м	$(BH)_{max}$, кДж/м ³	$T_{раб\ max}$, °C	ρ , г/см ³	Фирма-изготовитель
MQP-B	NdFeB	0,29—0,56	212—374	—	150,1—51,7	120	3,26—5,21	Tengam (США)
MQP-C		0,34—0,47	250—333		21,5—39		3,95—5,33	
MQP-D		0,28—0,52	210—362		15,1—46,2		3,25—5,02	
MQP-B+		0,39—0,57	286—400		27,9—57,3		3,93—5,2	
MQP-Q		0,32—0,5	183—246		14,3—31		3,6—4,99	
MQP15-7		0,4—0,57	275—377		27,1—54,1		3,93—5,18	
PN10	NdFeB	0,68	460	820	80	120	5,9	MSS Lim. (Англия)
N-B6	NdFeB	0,55	344	640	40,6—56,9	150	5,3—5,6	MMC (США)
N-B10		0,69	424	760	73,1—81,3	120	6,0—6,2	
N-B12		0,78	464	840	81,3—97,5	130	6,2—6,6	
CB-1	Феррит	0,14—0,16	103—119	—	4,0—5,6	—	—	
CB-3		0,24—0,26	159—175		11,2—12,8			
CB-5		0,27—0,29	167—183		15,2—16,8			
—	NdFeB	0,4—0,8	318—478	—	47,8—87,6	—	5,4	ОАО НПО «Композит» (Россия)
—	Феррит бария	0,29	185	—	11,9	150	3,5—4,0	ОАО ЦНИТИ «Техномаш» (Россия)
—		0,34	240		14,0	150	—	
—								
—	Sm—Co	0,65	410		70	130	5,5—6,0	
—	NdFeB	0,64	700		100	130	6,0—6,5	

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Вентильные** генераторы автономных систем электроснабжения / Н.М. Рожнов, А.М. Русаков, А.М. Сугробов, П.А. Тыричев; под ред. П.А. Тыричева. М.: Издательство МЭИ, 1996.
2. **Раух С.Е., Джонсон Дж.** Принцип проектирования генераторов с коммутацией потока // *AJTT Transaction*. 1955. Р. III. Vol. 74.
3. **Бут Д.А.** Бесконтактные электрические машины. — М.: Высш. шк., 1985.
4. **Брускин Д.Э., Зубакин С.И.** Самолеты с полностью электрифицированным оборудованием // *Итоги науки и техники. Сер. Электрооборудование транспорта*. Т. 6. — М.: ВИНТИ, 1986.
5. **Балагуров В.А.** Проектирование генераторов с когтеобразными полюсами. — М.: МЭИ, 1980.
6. **Балагуров В.А., Галтеев Ф.Ф.** Электрические генераторы с постоянными магнитами. — М.: Энергоатомиздат, 1988.
7. **Ледовский А.Н.** Электрические машины с высокоэрцевыми постоянными магнитами. — М.: Энергоатомиздат, 1985.
8. **Чернов А.Е., Сугробов А.М.** Основные особенности современных гибридных автомобилей // *Грузовик*. 2011. № 4.
9. **Системы** электроснабжения и электрозапуска двигателей автомобилей и тракторов / А.М. Сугробов, А.В. Бериллов, С.А. Грузков, И.В. Станкевич — М.: Издательский дом МЭИ, 2011.
10. **Балагуров В.А., Галтеев Ф.Ф.** Авиационные генераторы переменного тока комбинированного возбуждения. — М.: Машиностроение, 1977.
11. **Электрооборудование** летательных аппаратов: учебник. Т. 1 / Грузков С.А., Останин С.Ю., Сугробов А.М. и др.; под ред. С.А. Грузкова. — М.: Издательство МЭИ, 2005.
12. **Поспелов Л.И.** Конструкции авиационных электрических машин / под ред. А.Ф. Федосеева. — М.: Энергоатомиздат, 1982.
13. **Альпер Н.Я., Терзян А.А.** Индукторные генераторы. — М.: Энергия, 1980.
14. **Алексеева М.М.** Машинные генераторы повышенной частоты. — Л.: Энергия, 1967.
15. **Апсит В.В.** Постоянная составляющая потока в индукторных машинах // *Бесконтактные электрические машины*. — Рига.: Зинатне, 1961.
16. **Иванов-Смоленский А.В.** Электрические машины: учебник для вузов. В 2 т. — М.: Издательство МЭИ, 2004.
17. **Ледовский А.Н., Сугробов А.М.** Выбор метода исследования индукторных машин // *Электричество*. 1977. № 9.
18. **Балагуров В.А., Сугробов А.М.** Проектирование авиационных генераторов переменного тока. Ч. 4. — М.: Моск. энерг. ин-т. 1976.
19. **Ледовский А.Н., Сугробов А.М.** Оптимальное проектирование индукторных генераторов // *Электричество*. 1980. № 5.
20. **Балагуров В.А.** Проектирование специальных электрических машин. — М.: Высш. шк., 1982. Высш. шк., 1976.
21. **Бертинов А.И., Ризник Г.А.** Проектирование авиационных электрических машин постоянного тока. — М.: Гос. изд. оборонной промышленности, 1958.
22. **Ермолин Н.П.** Расчет коллекторных машин малой мощности. — Л.: Энергия, 1973.

23. **Преображенский А.А.** Магнитные материалы и элементы. — М.: Высш. шк., 1976.
24. **Прецизионные сплавы:** справ. изд. / под ред. В.В. Молотилова — М.: Металлургия, 1983.
25. **Магнитные материалы, обмоточные, монтажные и бортовые провода для систем электрооборудования летательных аппаратов** / С.А. Грузков, С.Ю. Останин, А.М. Сугробов, А.В. Сульдин и др. — М.: Издательство МЭИ, 2005.
26. **Дружинин В.В.** Магнитные свойства электротехнической стали. — Л.: Госэнергоиздат, 1962.
27. **Мастяев Н.З.** Выбор основных размеров и расчет обмотки якоря. — М.: Моск. энерг. институт, 1980.
28. **Морозов А.Г.** Расчет электрических машин постоянного тока. — М.: Высш. шк., 1977.
29. **Мастяев Н.З.** Расчет магнитной цепи электрических машин постоянного тока. — М.: Моск. энерг. институт, 1980.
30. **Сугробов А.М.** Проектирование электромашинных преобразователей для систем электрооборудования автономных объектов. — М.: Издательство МЭИ, 2005.
31. **Сугробов А.М., Останин С.Ю.** Определение главных размеров электромашинных преобразователей для систем электрооборудования летательных аппаратов. — М.: Издательство МЭИ, 2005.
32. **Балагуров В.А., Ледовский А.Н., Сугробов А.М.** Определение высших гармоник напряжения и тока трехфазных индукторных генераторов // *Электричество*. 1975. № 2.
33. **Балагуров В.А., Ледовский А.Н., Сугробов А.М.** Выбор геометрии зубцовой зоны индукторных генераторов: Тр. МЭИ. — М.: Моск. энерг. институт, 1974.
34. **Акимов С.В., Чижков Ю.П.** Электрооборудование автомобилей // *За рулем*, 1999.
35. **Купеев Ю.А.** Исследование и разработка методики расчета синхронных генераторов в режимах переменных скоростей вращения и нагрузок. Автореферат дис. ... канд. техн. наук. М., 1968.
36. **Купеев Ю.А.** К анализу синхронной машины с когтеобразным ротором // *Автотракторное электрооборудование*, 1963.
37. **Купеев Ю.А.** Метод предварительного выбора основных размеров автомобильных синхронных генераторов // Тр. Третьей Всесоюз. конф. по бесконтактным электрическим машинам. — Рига: Зинатне, 1966. Т. 1.
38. **Апсит В.В.** Синхронные машины с когтеобразными полюсами. — Рига: АН Латв. ССР, 1959.
39. **Зечихин Б.С., Журавлев С.В., Ситин Д.А.** Расчетные коэффициенты синхронных машин с редкоземельными магнитами // *Электричество*. 2009. № 5.
40. <http://www.x-magnet.com/>
41. <http://www.magnetsales.com/otherpod/materials.htm>
42. http://www.mmcmagnetics.com/ourproducts/main_Sm—Co.htm
43. <http://www.electrocontact.ru/magnetconst.html>
44. <http://www.dexteromag.com/pmp.htm>
45. <http://www.domen.ru/products/04/4d.htm>
46. <http://www.mnts.msc.se/ecolinc.html>
47. <http://www.rusmarket.com/magnet/products.html>
48. http://www.vniiem.ru/page/mat_magnit.htm
49. <http://www.advtech.ru/compozit/magnet.htm>
50. <http://www.tengam.com/information/ndfeb.htm>